

# CHANNEL ESTIMATOR AND METHOD FOR ESTIMATING A CHANNEL TRANSFER FUNCTION AND APPARATUS AND METHOD FOR PROVIDING PILOT SEQUENCES

Publication number: JP2007523550 (T)

Publication date: 2007-08-16

Inventor(s):

Applicant(s):

Classification:

- international: H04B7/04; H04J11/00; H04L25/02; H04L27/26; H04B7/06; H04B7/04; H04J11/00; H04L25/02; H04L27/26

- European: H04B7/04; H04L25/02C3C; H04L25/02C7C1A; H04L27/26M1R1; H04L27/26M1R3; H04L27/26M5

Application number: JP20060553442T 20040219

Priority number(s): WO2004EP01645 20040219

Abstract not available for JP 2007523550 (T)

Abstract of corresponding document: **WO 2005081481 (A1)**

A Channel estimator for estimating a channel transfer function of a communication channel from a receive signal including a pilot sequence being transmittable from a transmitting point to a receiving point through the communication channel, wherein the pilot sequence is designed such that a spectral representation of the pilot sequence occupies a band-pass spectral region having a predetermined center frequency comprises a band-pass filter having the predetermined center frequency for filtering a spectral representation of the receive signal to obtain a filtered transformed signal, wherein the filtered transformed signal comprises an estimate of the channel transfer function. Therefore, an

efficient channel estimation scheme for multiple input multiple output systems is provided.

(19) 日本国特許庁 (JP)

## (12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2007-523550

(P2007-523550A)

(43) 公表日 平成19年8月16日 (2007. 8. 16)

(51) Int. Cl.	F 1	テーマコード (参考)
H04 J 11/00 (2006. 01)	H04 J 11/00	5 K022
H04 B 7/04 (2006. 01)	H04 B 7/04	5 K059

審査請求 有 予備審査請求 未請求 (全 60 頁)

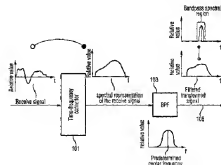
(21) 出願番号	特願2006-553442 (P2006-553442)	(71) 出願人	392026698 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
(86) (22) 出願日	平成16年2月19日 (2004. 2. 19)		東京都千代田区永田町二丁目11番1号
(85) 翻訳文提出日	平成18年10月23日 (2006. 10. 23)	(74) 代理人	100098623 弁理士 奥山 尚一
(86) 国際出願番号	PCT/EP2004/001645		100096769 弁理士 有原 幸一
(87) 国際公開番号	W02005/081481	(74) 代理人	100107319 弁理士 松島 鉄男
(87) 国際公開日	平成17年9月1日 (2005. 9. 1)	(72) 発明者	アウアー, グンター ドイツ連邦共和国, 80339 ミュンヘン, ヴェステントシュラーセ 61
		Fターム (参考)	5K022 DD01 DD13 DD18 DD19 DD23 DD33 5K059 CC01 EE02

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 チャネル伝送機能を評価するチャネル評価器及び方法、並びに、パイロットシーケンスを供給する装置及び方法

## (57) 【要約】

通信チャネルを介して送信点から受信点へと送信できるパイロットシーケンスを含む受信信号から、通信チャネルのチャネル伝送機能を評価するチャネル評価器であって、パイロットシーケンスのスペクトル表現が所定の中心周波数を有する帯域通過スペクトル領域を占めるように前記パイロットシーケンスが構成されているチャネル評価器は、所定の中心周波数を有するとともに、フィルタ処理された変換信号を得るために受信信号のスペクトル表現をフィルタリングする帯域通過フィルタを備え、前記フィルタ処理された変換信号がチャネル伝送機能の評価を含んでいる。したがって、多入力多出力システムのための効率的なチャネル評価方式が得られる。



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

通信チャネルを介して送信点から受信点へと送信できるパイロットシーケンスを含む受信信号から、通信チャネルのチャネル伝送機能を評価するチャネル評価器であって、ここで、前記パイロットシーケンスは、前記パイロットシーケンスのスペクトル表現が所定の中心周波数を有する帯域通過スペクトル領域を占めるように構成されており、

前記所定の中心周波数を有するとともに、フィルタ処理された変換信号を得るために前記受信信号のスペクトル表現をフィルタリングする帯域通過フィルタ（103）を備え、前記フィルタ処理された変換信号が前記チャネル伝送機能の評価を含む、チャネル評価器。

10

**【請求項 2】**

前記受信信号の前記スペクトル表現を得るために前記受信信号を時間一周波数変換する時間一周波数変換器（101）を備えている、請求項 1 に記載のチャネル評価器。

**【請求項 3】**

前記時間一周波数変換器（101）が、前記受信信号を時間一周波数変換するフーリエ変換器を備えているものである、請求項 2 に記載のチャネル評価器。

**【請求項 4】**

パイロットシーケンスは、マルチキャリアシーケンスの周波数-時間変換により生じ、前記マルチキャリアシーケンスは、当初のシーケンスの一連の値を、マルチキャリア変調スキームの複数の一連の副搬送波の全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して割当てることにより得られ、前記時間一周波数変換器（101）は、前記受信信号の前記スペクトル表現を得るために前記受信信号の時間一周波数変換バージョンの全ての  $D_f$  番目の値を選択するセレクタを備えているものである、請求項 1 ないし 3 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

20

**【請求項 5】**

当初のシーケンスがスクランブルシーケンスを含んでおり、前記時間一周波数変換器（101）は、スクランブル解除シーケンスを前記受信信号の前記スペクトル表現として提供するために前記受信信号の前記スペクトル表現と前記スクランブルシーケンスの複素共役バージョンとを掛け合わせる乗算器を備えているものである、請求項 4 に記載のチャネル評価器。

30

**【請求項 6】**

前記受信信号の前記スペクトル表現がセットのバラレル値であり、前記時間一周波数変換器（101）は、前記受信信号の前記スペクトル表現をセットのシリアル値として提供するバラレル-シリアル変換器を備えているものである、請求項 2 ないし 7 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

**【請求項 7】**

前記帯域通過フィルタは、前記フィルタ処理された変換信号を提供するために、前記受信信号の前記スペクトル表現を帯域通過フィルタリングするためのセットの係数と、スペクトル表現のフィルタバージョンをベースバンドスペクトル領域へダウンコンバートする更なるセットの係数との重畳を含むデジタルフィルタであり、前記フィルタ処理された変換信号が前記チャネル伝送機能の評価である、請求項 1 ないし 6 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

40

**【請求項 8】**

前記フィルタ処理された変換信号が帯域通過信号であり、前記チャネル評価器は、ダンコンバート信号を得るために、前記フィルタ処理された変換信号を前記ベースバンドスペクトル領域へダウンコンバートするダウンコンバータを備え、前記ダンコンバート信号が前記チャネル伝送機能の評価である、請求項 1 ないし 7 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

**【請求項 9】**

前記帯域通過フィルタ（103）は、帯域通過フィルタリングのためのセットのフィル

50

タ係数を含むデジタルフィルタであり、前記帯域通過フィルタ（103）が、前記所定の中心周波数に関して調整可能であり、前記チャネル評価器が、前記帯域通過フィルタを調整する手段を備えているものである、請求項1ないし8のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項10】

前記帯域通過フィルタを調整する手段は、前記所定の中心周波数に応じてセットのフィルタ係数を提供する手段を備えているものである、請求項9に記載のチャネル評価器。

【請求項11】

前記セットのフィルタ係数を提供する手段は、前記所定の中心周波数に応じてセットのフィルタ係数を計算するように動作するものである、請求項10に記載のチャネル評価器

10

【請求項12】

前記セットのフィルタ係数を提供する手段は、複数の所定の中心周波数に応じて複数のセットのフィルタ係数を記憶するフィルタメモリを備えているものである、請求項10または11に記載のチャネル評価器。

【請求項13】

前記帯域通過フィルタ（103）は、更に、前記フィルタ処理された変換信号の隣り合う値同士の間で補間して、周波数補間された前記フィルタ処理された変換信号をフィルタ処理された変換信号として提供するように動作するものである、請求項1ないし12のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

20

【請求項14】

前記帯域通過フィルタ（103）は、更に、第1の時刻におけるフィルタ処理された変換信号の換算値と、第2の時刻における更なるフィルタ処理された変換信号の値との間で補間して、時間補間された前記フィルタ処理された変換信号をフィルタ処理された変換信号として得るように動作するものである、請求項1ないし13のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項15】

前記受信信号は、前記パイロットシーケンスと、更なる送信点から更なる通信チャネルを介して受信点へと送信できる更なるパイロットシーケンスとの重畳を含み、前記更なるパイロットシーケンスは、前記更なるパイロットシーケンスのスペクトル表現が更なる中心周波数を有する更なるスペクトル領域を占めるように構成され、前記更なる中心周波数は、前記所定の中心周波数と異なり、前記チャネル評価器は、更なるフィルタ処理された変換信号を得て更なる通信チャネルの更なるチャネル転送機能の評価を得るために、前記受信信号の前記スペクトル表現をフィルタリングする前記更なる所定の中心周波数を有する更なるフィルタを備えるものである、請求項1ないし14のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

30

【請求項16】

前記更なるスペクトル領域がベースバンドスペクトル領域であり、前記更なるフィルタが低域通過フィルタ（LPF）であり、前記更なるフィルタ処理された変換信号が前記更なるチャネル転送機能の評価である、請求項15に記載のチャネル評価器。

40

【請求項17】

前記更なるスペクトル領域が更なる帯域通過スペクトル領域であり、前記更なるフィルタは、前記所定の中心周波数とは異なる前記更なる所定の中心周波数を有する更なる帯域通過フィルタである、請求項15に記載のチャネル評価器。

【請求項18】

前記更なるフィルタ処理された変換信号を前記更なる帯域通過スペクトル領域から前記ベースバンド領域へダウンコンバートして更なるダウンコンバート信号を得る更なるダウンコンバータを更に備え、前記更なるダウンコンバート信号は、前記更なるチャネル転送機能の更なる評価である、請求項17に記載のチャネル評価器。

【請求項19】

50

前記チャネル転送機能の評価と前記更なるチャネル転送機能の評価との重畳を含む実効的なチャネル転送機能の評価を得るために、前記フィルタ処理された変換信号と前記更なるフィルタ処理された変換信号とを加える加算器を更に備えている、請求項 15 ないし 18 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 20】

前記帯域通過スペクトル領域において前記チャネル転送機能の評価を得るために前記チャネル転送機能の評価をアップコンバートするアップコンバータと、

前記帯域通過スペクトル領域において前記チャネル転送機能の評価と前記更なるチャネル転送機能の評価との重畳を含む実効的なチャネル転送機能の評価を得るために、前記チャネル転送機能の評価と前記更なるチャネル転送機能の評価とを加える加算器とを備えている、請求項 16 ないし 18 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 21】

前記パイロットシーケンスは、前記マルチキャリアシーケンスの周波数-時間変換により生じ、前記マルチキャリアシーケンスは、当初のシーケンスの一連の値を、複数の一連の副搬送波の全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して割当てることにより得られ、前記チャネル転送機能の評価は、 $D_f$  に依存するフェーズエラーを有し、前記チャネル評価器は、前記チャネル転送機能の評価の前記フェーズエラーを補正する手段を備え、前記補正する手段は、前記チャネル転送機能の評価とフェーズエラーとを掛け合わせるように動作するものである、請求項 19 または 20 に記載のチャネル評価器。

【請求項 22】

$N_T$  個の送信点によって送信される  $N_T$  個のパイロットシーケンスを当初のパイロットシーケンスから生成する装置であって、ここで、前記  $N_T$  個のパイロットシーケンスのうちの  $\mu$  番目のパイロットシーケンスが、前記  $N_T$  個の送信点のうちの  $\mu$  番目の送信点によって送信され、

いくつかの副搬送波を使用するマルチキャリア変調スキームの全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して前記当初のパイロットシーケンスのその後の値を割当てて、割当てシーケンスを得る割当て器 (901) と、

前記割当てシーケンスを変換シーケンスへ変換する周波数-時間変換器 (907) と、

前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを提供する手段 (909) と、

前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを循環的に遅延させて  $\mu$  番目のパイロットシーケンスを得る手段 (915) とを備える装置。

【請求項 23】

前記時間-周波数変換器 (907) は、前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを提供する手段 (909) の入力部に結合される出力部を有するものである、請求項 22 に記載の装置。

【請求項 24】

前記  $\mu$  番目のコピーを提供する手段 (909) は、前記変換シーケンスまたは前記変換シーケンスのコピーを  $N_T$  個のパイロットシーケンスのうちの最初のパイロットシーケンスとして提供するように動作するものである、請求項 22 または 23 に記載の装置。

【請求項 25】

前記変換シーケンスは、 $N_T$  個のパイロットシーケンスにおいて共通である、請求項 22 ないし 24 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 26】

前記循環的に遅延させる手段 (915) は、 $D_f$  によって決まる遅延値だけ前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを循環的に遅延させるように動作するか、または、 $D_f$  は、遅延係数によって決まるパイロット間隔である、請求項 22 ないし 25 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 27】

前記循環的に遅延させる手段 (915) は、 $D_f$  によって決まる遅延係数だけ前記変換

10

20

30

40

50

シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを循環的に遅延させるように動作し、前記  $\mu$  番目のパイロットシーケンスを得るために  $\mu$  番目のコピーにおける遅延係数  $\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)}$  が以下の方程式から得られ、

【数 1】

$$\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)} = N_{\text{FFT}} \varphi(\mu) / 2\pi D_f (\mu - 1)$$

【数 2】

$$\varphi(\mu) \bmod 2\pi \in \left\{ 0, \frac{2\pi}{N_T}, 2 \cdot \frac{2\pi}{N_T}, \dots, (N_T - 1) \cdot \frac{2\pi}{N_T} \right\} \quad 10$$

または、

前記割当器 (901) は、前記当初のパイロットシーケンスのその後の値を全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して割当てるように動作し、 $D_f$  が遅延係数に依存するパイロット間隔であり、 $D_f$  が以下の方程式から得られ、

【数 3】

$$D_f = \frac{k N_{\text{FFT}}}{N_T \delta_{\text{cyc}}} \quad 20$$

$k$  は、最大公約数 GCD が

$$\text{GCD}(k, N_T) = 1$$

となるように選択される、請求項 22 ないし 26 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 28】

前記時間一周波数変換器 (907) は、単一のフーリエ変換を行なうように動作する単一のフーリエ変換器である、請求項 22 ないし 27 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 29】

$D_f$  が偶数であり、前記割当器 (901) は、前記当初のパイロットシーケンスのその後の値を、第 1 の時刻において奇数の番号が付けられた副搬送波で始まる全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して割当てるとともに、前記当初のパイロットシーケンスのその後の値を、第 1 の時刻後の第 2 の時刻において偶数の番号が付けられた副搬送波で始まる全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して割当て、あるいは、この逆の割当てを行なう、請求項 22 ～ 28 に記載の装置。

【請求項 30】

前記  $\mu$  番目のコピーを提供する手段 (909) は、前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーと乗率とを掛け合わせるにより前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーとして乗算コピーを提供する乗算器 (717) を備え、前記乗率は、前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーに関連するナンバリングインデックスによって決まる、請求項 22 ないし 29 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 31】

前記乗算器 (717) は、1 番目の時刻に送信される  $\mu$  番目のパイロットシーケンスを得るための前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーと以下の乗率とを掛け合わせるように動作し、

【数 4】

$$\alpha_j^{(\mu)} = e^{-j2\pi(\mu-1)/N_T [L/B_k]}$$

$D_f$  は、1 番目の時刻と  $(1+1)$  番目の時刻との間の時間間隔を示すものである、請求項 30 に記載の装置。

## 【請求項 3 2】

通信チャネルを介して送信点から受信点へと送信できるパイロットシーケンスを含む受信信号から、通信チャネルのチャネル伝送機能を評価する方法であって、ここで、前記パイロットシーケンスは、前記パイロットシーケンスのスペクトル表現が所定の中心周波数に有する帯域通過スペクトル領域を占めるように構成されており、

フィルタ処理された変換信号を得るために、前記受信信号のスペクトル表現を所定の中心周波数に関して帯域通過フィルタリングするステップであって、前記フィルタ処理された変換信号がチャネル伝送機能の評価を含んでいるようなステップを含む、

方法。

## 【請求項 3 3】

$N_1$  個の送信点によって送信される  $N_1$  個のパイロットシーケンスを当初のパイロットシーケンスから生成する方法であって、ここで、前記  $N_1$  個のパイロットシーケンスのうちの  $\mu$  番目のパイロットシーケンスが前記  $N_1$  個の送信点のうちの  $\mu$  番目の送信点によって送信され、

いくつかの副搬送波を使用するマルチキャリア変調スキームの全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して当初のパイロットシーケンスのその後の値を割当てて、割当てシーケンスを得るステップと、

前記割当てシーケンスを変換シーケンスへ周波数-時間変換するステップと、

前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを提供するステップと、

前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを循環的に遅延させて  $\mu$  番目のパイロットシーケンスを得るステップとを含む、方法。

## 【請求項 3 4】

コンピュータ上で実行させた際に、請求項 3 2 または 3 3 に記載の方法を実行するプログラムコードを有するコンピュータプログラム。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、遠隔通信の分野、特に、受信器が複数の送信アンテナから信号を受信する多重入力シナリオにおけるチャネル評価の分野に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

今日および将来の移動無線利用に必要である高いデータ転送速度に対する需要が徐々に増大するにつれ、利用可能な帯域幅すなわち達成可能なチャネルキャパシティを効率的に用いる高データ速度伝送技術が必要となる。したがって、近年、多入力多出力 (MIMO) 伝送システムがかなりの重要性を果たしてきた。MIMO システムは、それぞれが 1 つの送信アンテナを有する複数の送信点と、それぞれが 1 つの受信アンテナを有する複数の受信点とを使用して、複数の送信点によって送信される信号を異なる通信チャネルを介して受信するようになっている。MIMO システムの重要なサブセットは、複数の送信点と 1 つの受信点とを使用して、複数の送信点により送信される信号を、それぞれの送信点から (共通の) 受信点へと延びる異なる通信チャネルを介して受信する多入力単出力 (MISO) システムである。

## 【0003】

MIMO システム、すなわち、いくつかの送信アンテナおよび受信アンテナを使用するシステムは、モバイル通信システムの能力を高めるために使用できる可能性がある。複数の MIMO 伝送技術のうちで、巡回遅延ダイバーシティ技術 (CDD: cyclic delay diversity) は、今後の通信システムにおいて有望な候補である。CDD は、A. Dhamann および S. Kaiser による「Standard Comformable Antenna Diversity Techniques for OFDM and its Application to the DVB-T System」(IEE

10

20

30

40

50



E グローバル遠隔通信会議 (GLOBECOM 2001) の議事録、サンアントニオ、USA、3100-3105頁、2001年11月)に記載されているように、複数の送信アンテナが同じ信号の遅延バージョンを送信する送信アンテナダイバーシティ方式である。より具体的には、CDD技術は、MIMOチャネルを高い周波数選択性をもつ等価な単入力多出力 (SIMO) チャネルへ変換する。すなわち、空間ダイバーシティを周波数ダイバーシティへ変換する。この場合、当初の信号の各バージョンは、設計パラメータであるアンテナ固有の遅延分だけ遅延される。

#### 【0004】

巡回遅延ダイバーシティ技術は、例えばOFDM (直交周波数分割多重化) 等のマルチキャリア伝送シナリオにおいて使用されることが好ましい。これは、巡回遅延が挿入されるとシンボル間干渉 (ISI) を避けることができ、それにより、例えばOFDM方式の直交性が維持されるからである。アウトチャネルデコーダ (outer channel decoder)、例えばトレリスデコーダは、周波数選択チャネルのダイバーシティを利用することができるため、CDDを更なるダイバーシティ源と見なすことができる。

#### 【0005】

マルチキャリア変調、特に直交周波数分割多重化 (OFDM) は、多種多様なデジタル通信システムに対してうまく適用されている。OFDMは1960年代に最初に導入された。OFDM変調技術は、離散フーリエ変換 (DFT) を使用して効果的に利用することができる。通信チャネルの最大遅延よりも長いガードインターバル (GI) にサイクリックプレフィックス (CP) を挿入することにより、シンボル間干渉 (ISI) を完全に排除することができ、受信信号の直交性が保たれる。今後のモバイル通信システムは、現在のシステムよりも数倍高いデータ速度に対応しなければならないため、適切なコーディングおよびインターリービングを伴うマルチキャリアシステムは、受信信号のスペクトル表現を供給する高速フーリエ変換 (FFT) の適用による効率的な実施、および、無線チャネル障害に対する十分なローバスト性の両方を提供する。

#### 【0006】

マルチキャリアCDMA (MC-CDMA、マルチキャリア符号分割多重化) と称される他のOFDMに基づく手法においては、OFDM変調に加えて、周波数方向及び／又は時間方向の拡散が導入されている。MC-CDMAは、S. Abeta、H. AtarashiおよびM. Sawahashiによる「Performance of Coherent Multi-Carrier/DS-SS and MC-CDMA for Broadband Packet Wireless Access」(通信に関するIEEE報告書、E84-B巻、406-414頁、2001年3月)に記載されているように、4Gシステムのダウンリンクにおいて有望な候補であると考えられている。また、H. AtarashiおよびM. Sawahashiによる「Variable Spreading Factor Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing (VSF-OFCDM)」(マルチキャリア拡散、スペクトル&関連トピックスに関する第3回国際セミナー (MC-SS 2001)、Oberpfaffenhofen、ドイツ、2001年9月) には、4Gエアーインターフェースのダウンリンクのための可変拡散率 (variable spreading factor)、すなわち、直交周波数および符号分割多重接続の可変拡散率 (VSF-OFCDM) を使用するMC-CDMAシステムが記載されている。

#### 【0007】

複数の送信アンテナおよび受信アンテナを使用するシステム (MIMO) は、通信容量および移動無線システムの質を高めるためにOFDMと共に使用することができる。複数の送信アンテナを用いるOFDMシステム、例えばA. Naguib、N. Seshadri、A. Calderbankによる「Space Time Coding and Signal Processing for High Data Rate Wireless Communication」(IEEE Signal Processing Magazine、76-92頁、2000年5月)に記載されているような

10

20

30

40

50

時空間符号、または空間多重化においては、異なる信号が異なる送信アンテナから同時に送信される。A. Wittnebenによる「A New Bandwidth Efficient Transmit Antenna Modulation Diversity Scheme for Linear Digital Modulation」(通信に関するIEEE国際会議(ICC'93)の議事録、ジュネーブ、スイス、1993年5月)には、低複雑度の伝送遅延ダイバーシティ方式(a low complexity transmit delay diversity scheme)が記載されている。この場合、異なるアンテナがデータストリームの遅延バージョンを送信する。このことは、人為的なシンボル間干渉(ISI)が形成されることを意味している。モバイル通信システムにおいてしばしば必要とされるイコライザが、均等化のために受信器において使用される場合には、異なる送信点によって構成されている異なる送信アンテナからの信号が互いに無関係であれば、ダイバーシティを利用することができる。

【0008】

上述の文献に記載されているような当初の伝送ダイバーシティ方式は、巡回遅延ダイバーシティ(CDD)と称されるOFDMに対して適用することができる。DFT(離散フーリエ変換)が巡回シフト(cyclic shift)を位相シフトへ変換するという特性を利用することにより、ISIを導入することなく巡回遅延ダイバーシティを提供することができる。これは複雑度が低い送信器構造を提供する上、従来のOFDM受信器が維持される。このことは、無線LAN(ローカルエリアネットワーク)規格、802.11a、HIPERLAN/2規格またはデジタル放送規格DVB-Tなどの既存の規格に、CDDを、規格仕様を変えることなく組み入れることができることを意味している。残念ながら、CDDはチャンネルを更に周波数選択的(frequency selective)にするため、標準的なチャネル評価は、得られたダイバーシティ利得(diversity gain)を部分的に補償する大きな評価エラーが起こる場合がある。特に、完全なチャネル知識を伴ったCDD-OFDMのための有利な性能を達成すると思われる大きな巡回遅延において、観測されるチャンネルの周波数選択性は非常に厳しい。

【0009】

CDD-OFDMの主要な利点のうちの1つは、受信器が依然として影響されないという点、すなわち、同じ受信器構造、例えばシングルアンテナOFDMシステムを使用できるという点である。

【0010】

しかしながら、無線システムにおいてコヒーレント伝送技術であるCDDを使用するには、チャネル評価として知られるモバイル無線チャンネルのトラッキングが必要となる。例えば、OFDM信号をマルチパスフェーディングチャネル(multipath fading channel)にわたって送信すると、受信された信号は、未知の振幅および位相変化を有する。コヒーレント伝送の場合、これらの振幅および位相変化は、チャネル評価技術を適用することにより評価されなければならない。

【0011】

チャネルが周波数選択的になればなるほど、コード化OFDMシステムが良好に行なわれる。上述したように、CDDは、複数の入力チャネルを、高い周波数選択性をもつ等価な単一の入力(シングルアンテナ)チャネルに変換する。例えば、CDDを伴うOFDMでは、G. BauchおよびJ. S. Malikによる「Parameter Optimization, Interleaving and Multiple Access in OFDM with Cyclic Delay Diversity」(自動車技術会議(VTC-スプリング2004)での発表、ミラノ、イタリア、2004年4月)によって、巡回遅延をできる限り大きくしなければならないことが記載されている。しかしながら、周波数選択的な通信チャネルにわたって送信するには、通信チャンネルの周波数選択的な挙動を表わす正確なチャネル評価を行なう効率的(効果的)なチャネル評価技術が必要となる。通信チャンネルの周波数挙動は、通常、チャネルインパルス応答のスペクトル表現であるそのチャネル転送機能によって表わされる。

10

20

30

40

50

## 【0012】

通常、チャネル評価は、送信器から受信器へと送信されるパイロットシーケンス（パイロットシンボル）に基づいて行なわれ、そのため、（既知の）パイロットシーケンス及びその受信されたバージョンを利用することにより1つの通信チャネルまたは複数の通信チャネルを評価できる。受信器において、（既知の）パイロットシンボル及びその受信されたバージョンは、OFDMシステムにおいて重要な、例えばチャネル伝送機能の評価を得るために評価される。パイロットシンボル支援チャネル評価（PACE: pilot symbol aided channel estimation）において、MC-CDMAを含むOFDMに基づくシステムは、チャネルインパルス応答を評価するために全く同じアルゴリズムを使用することができ、したがって、説明を簡単にするため、以下では、単なる一例として、OFDMシステムについて言及する。他のOFDMに基づくシステムへの拡張は容易である。

10

## 【0013】

M. Spath は、MIMO OFDMのためのLMMSEチャネル評価（OFDMワークショップ、ハンブルク、2003年）において、MIMO OFDMのためのLMMSEチャネル評価方式を開示している。MIMO OFDMシステムは、Q送信アンテナとP受信アンテナとを備えており、送信アンテナは、互いに直交する異なるトレーニングシンボル（training symbol）を送信する。チャネル係数を評価するため、線形評価器フィルタ（linear estimator filter）が使用されている。この場合、線形評価器フィルタは、Wiener-Hopf方程式を解くことにより得られる。

## 【0014】

しかしながら、チャネル評価は、評価される通信チャネルの周波数選択性が增大するにつれて更に難しくなる。これは、多くの周波数点でチャネル伝送機能をサンプリングしなければならぬからである。CDD-OFDMがチャネルの周波数選択性を大きくするため、得られる性能の向上は、劣悪なチャネル評価値に関連する劣悪なチャネル評価に起因して制限される。

20

## 【0015】

CDD伝送技術は新しい研究分野であるため、特にCDD伝送システムにおけるチャネル評価問題は未だ解決されていない。

## 【0016】

CDDにおけるチャネル評価を参照する従来技術の手法は、チャネルが完全に知られていること、すなわち、チャネル入力応答の係数の知識が完全であることを前提としており、あるいは、従来の単入力単出力（SISO）チャネル評価器、すなわちシングルアンテナシステムで使用される評価器を用いてチャネル評価が行なわれることを前提としている。しかしながら、このチャネル評価手法は、小さな巡回遅延においてのみ満足な結果を提供する。G. BauchおよびJ. S. Malikによる「Parameter Optimization, Interleaving and Multiple Access in OFDM with Cyclic Delay Diversity」（自動車技術会議（VTC-スプリング2004）での発表、ミラノ、イタリア、2004年4月）において導き出されるように、CDDによって提供されるチャネル周波数選択性を十分に利用するためには、巡回遅延ができる限り大きくならなければならない。

30

40

## 【0017】

以下では、CDD-OFDM手法について詳細に説明する。

## 【0018】

図10は、OFDM変調器（左側）およびOFDM復調器（右側）のブロック図をそれぞれ示している。

## 【0019】

OFDM変調器は、IFFTトランスフォーマ1103（IFFT＝離散フーリエ変換）に結合された $N_c$ 個の出力を有するシリアル-パラレル変換器1101（S/P）を備えている。IFFTトランスフォーマ1103は、ガードインターバル挿入ブロック1105（GI＝ガードインターバル）に結合された $N_{FFT}$ 個の出力を有している。ガ

50

ードインターバル挿入ブロック1105は、送信信号を供給するための1つの出力を有するパラレル-シリアル変換器1107(P/S)に結合された複数の出力を有している。

【0020】

図10の右側に示されているOFDM復調器は、OFDM変調器のそれと逆の構造を有している。特に、OFDM復調器は、1つの入力とガードインターバル除去ブロック1111に結合された複数の出力とを有するシリアル-パラレル変換器1109を備えている。ガードインターバル除去ブロック1111は、 $N_{FFT}$ 個の入力と複数の出力とを有するFFT-トランスフォーマ1113に結合された複数の出力を有している。この場合、FFT-トランスフォーマ1113の $N_c$ 個の出力は、受信信号を供給するための1つの出力を有するP/S変換器1115に結合されている。

10

【0021】

検討されているOFDMに基づくMIMOシステムにおいては、各送信アンテナに対して1つのOFDM変調器が使用され、一方、各受信アンテナに対して独立してOFDM復調が行なわれる。OFDMの場合、一般的には任意のマルチキャリア変調スキームにおいて、信号ストリームが $N_c$ 個のパラレルサブストリームに分けられる。OFDMシンボルと名付けられる1番目のシンボルブロックの $i$ 番目のサブストリーム(一般に副搬送波と称される)は、 $X_{1,i}$ によって示されている。 $N_{FFT}$ 個の点を用いた逆DFTが各ブロックで行なわれ、その後、 $N_{GI}$ 個のサンプルを有するガードインターバルが挿入されて $X_{1,n}$ が得られる。デジタル-アナログ変換(D/A)後、インパルス応答 $h(t, \tau)$ を有するモバイル無線チャンネルにわたって信号 $X(t)$ が送信される。

20

【0022】

図11は、チャンネル評価のための多入力単出力(MISO)OFDMシステムのブロック図を示している。

【0023】

図11の左側に示されている送信器は、周波数方向および時間方向で通信チャンネルを評価するために2次元(2D)パイロットシーケンスを生成するブロック1201を備えている。また、送信器は、送信されるデータストリーム中にパイロットシーケンスを挿入するための複数のマルチプレクサ1203と、結果として得られる信号を変調する複数のOFDM変調器1205とを備えている。この場合、各OFDM変調器は、対応する送信アンテナ1207に結合されており、送信アンテナ1207は、変調された信号を複数の通信チャンネルを介して図11の右側に示されている受信器へ送信する。

30

【0024】

受信器は、OFDM復調器1211に結合された受信アンテナ1209を備えている。OFDM復調器1211の出力は、パイロットシーケンスの受信バージョンを逆多重化するデマルチプレクサ1213(DMUX)に結合されている。デマルチプレクサ1213は、チャンネル評価のためのチャンネル評価器1215と、受信データストリームを供給するための抽出ブロック1217、例えばイコライザとに結合されている。

【0025】

いくつかの送信アンテナを使用するシステムのためのチャンネル評価との関連において、通常、多入力単出力システム、すなわち、1つの受信アンテナを使用するシステムが参照される。チャンネル評価に関する限りにおいては、MIMOシステムへの拡張が容易である。これは、チャンネル評価が各受信アンテナブランチにおいて独立に実行されるからである。このため、以下では、MISOシステムについて検討する。

40

【0026】

一般に、各送信アンテナは、 $X^{(\mu)}(t)$ および $h^{(\mu)}(t, \tau)$ によって示される通信チャンネルを介して伝搬する独立のデータストリームを送信する。この場合、 $\mu$ は、送信アンテナインデックス(transmit antenna index)を示している。これらの信号は受信器において重畳される。

【0027】

完全な同期化を想定すると、サンプリング時における等価なベースバンドシステムの受

50

信信号

【数 1】

$$t = [n + \ell N_{\text{sym}}]T_{\text{sp1}}$$

は以下のような形態を成す。

【数 2】

$$y_{t,n}^{\Lambda} = y([n + \ell N_{\text{sym}}]T_{\text{sp1}}) = \sum_{\mu=1}^{N_T} \int_{-\infty}^{\infty} H^{(\mu)}(t, \tau) \cdot x^{(\mu)}(t - \tau) d\tau + n(t) \Big|_{t=[n+\ell N_{\text{sym}}]T_{\text{sp1}}}$$

10

【0028】

ここで、 $N_T$ は送信アンテナの総数を示しており、 $X^{(\mu)}(t)$ はOFDM変調後の送信アンテナ $\mu$ の送信信号を示しており、 $n(t)$ は加算性ガウスノイズ (additive Gaussian noise) を表わし、 $N_{\text{sys}} = N_{\text{FFT}} + N_{\text{GI}}$ はOFDMシンボル1つ当たりのサンプルの数に相当する。受信器では、ガードインターバルが除去されるとともに、信号サンプルの受信ブロック上でFFTを実行してOFDM復調の入力

【数 3】

$$Y_{t,i}$$

20

を得ることによって、情報が再生される。OFDM復調後の受信信号は以下によって与えられる。

【数 4】

$$Y_{t,i} = \sum_{\mu=1}^{N_T} X_{t,i}^{(\mu)} H_{t,i}^{(\mu)} + N_{t,i}$$

【0029】

ここで

【数 5】

$$X_{t,i}^{(\mu)}$$

30

および

【数 6】

$$H_{t,i}^{(\mu)}$$

は、それぞれ、1番目のOFDMシンボルの副搬送波*i*における、送信された情報シンボルおよび送信アンテナのチャネル伝送機能 (CTF) である。項 $N_{1,1}$ は、ゼロ平均 (zero mean) および分散 (variance)  $N_0$ を伴う加算性ホワイトガウスノイズ (AWGN) に相当する。以下では、送信信号が*L*個のOFDMシンボルからなり、各OFDMシンボルが $N_c$ 個の副搬送波を有している。

40

【0030】

図12は、巡回遅延ダイバーシティ (CDD) を利用するOFDMに基づくシステムの送信器のブロック図を示している。

【0031】

送信器は、マルチプレクサ1303に対して供給されるパイロットシーケンスを生成するブロック1301を備えており、マルチプレクサ1303は、パイロットシーケンスを、マルチプレクサ1303の更なる入力を介して供給されるデータストリームへと多重化する。マルチプレクサ1303は、IFFTトランスフォーマ1305 (IFFT=高速

50

フーリエ逆変換)に結合された多数の出力を有しており、IFFTトランスフォーマ1305は、パラレル-シリアル変換器1307(P/S)に結合された複数の出力を有している。P/S変換器1307によって供給される信号は、その後、 $N_1$ 個の同一のコピーに分割される。ここで、 $N_1$ は送信点の数を示している。信号経路1309によって供給される第1のコピーは、ガード挿入ブロック1311に対して与えられる。ガードインターバル挿入後、結果として得られる信号は、第1のアンテナ1313によって送信される。

#### 【0032】

第2の信号経路1315を介して供給される第2のコピーは、巡回遅延素子(cyclic delay element)1317に対して提供される。ガードインターバル挿入後、結果として得られる信号は、第2の送信アンテナ1319によって送信される。したがって、 $N_1$ 番目の信号コピーは、 $N_1$ 番目の信号経路1321を介して巡回遅延素子1323へと供給される。ガードインターバル挿入後、結果として得られる信号は、 $N_1$ 番目のアンテナ1325によって送信される。

#### 【0033】

標準的なOFDMシステムとの大きな違いは、ガードインターバル挿入および送信器フロントエンド処理の前に $\delta(\mu)_{cyc}$ 個のサンプルのアンテナ固有の遅延を引き起こす送信器内の遅延素子(遅延ユニット)である。信号処理は一般にデジタル処理で行なわれるため、遅延素子は巡回シフトを行なうように形成することができる。

#### 【0034】

図13は、OFDMに基づく送信システムの対応する受信器のブロック図を示している。受信器は、ガードインターバル除去ブロック1403に結合された受信アンテナ1401を備えている。ガードインターバル除去後、結果として得られる信号は、FFTトランスフォーマ1407に結合された多数の出力を有するシリアル-パラレル変換器1405(S/P)に対して供給される。FFTトランスフォーマ1407は、チャネル評価のためにパイロットシーケンスの受信バージョンを逆多重化するようにになっている。デマルチプレクサ1409(DMUX)に結合された複数の出力を有している。デマルチプレクサ1401はチャネル評価器1411および検出器1413に結合されている。検出器1413は、例えば、チャネル評価器1411によるチャネル評価プロバイダを使用して受信信号を均等化している。

#### 【0035】

受信器は、各個なシングルアンテナチャネルを観測するため、受信器フロントエンドは、CDDが使用されるか否かにかかわらず影響されない。

#### 【0036】

しかしながら、CDD伝送技術はチャネルを更に周波数選択的にする。これは、時間領域における巡回遅延(送信器におけるIFFT後)が周波数領域における受信器での位相シフト(受信器におけるFFT後)へ変換されるからである。したがって、信頼できるチャネル評価は、標準的なOFDM受信器を使用する場合、全ての副搬送波がパイロットシンボルであるときにのみ可能である。しかしながら、この手法は、この場合においてパイロットシーケンスの送信中に情報送信が不可能になるという問題に直面する。すなわち、チャネル評価は、特定の時刻においてのみ行なうことができ、そのため、チャネル変動の連続的なトラッキング(追跡)を行なうことができない。この問題については後に詳しく扱う。

#### 【0037】

上述したように、実効的なCTFは、異なる通信チャネルに関連する複数の異なるCTFの重畳を含んでいる。しかしながら、異なるCTFは簡単な方法で重畳されない。その理由は、それぞれのCTFに関連する各巡回遅延が、異なる位相シフトを引き起こす遅延係数(delay factor)に関連する異なるチャネル特性をもたらすからである。したがって、従来のOFDM受信器の標準的なチャネル評価ユニットは、CDD伝送シナリオ内でチャネル評価に適用されると役に立たなくなる。A. DammannおよびS. Kaiss

10

20

30

40

50

r による「Standard Comformable Antenna Diversity Techniques for OFDM and its Application to the DVB-T System」(IEEE グローバル遠隔通信会議 (GLOBECOM 2001) の議事録、サンアントニオ、アメリカ合衆国、3100-3105 頁、2001 年 11 月) においては、CDD が従来の OFDM 受信器の標準にならなっていることが記載されているが、上述した問題は、残念ながら、これが概してそのようなケースでないことをはっきりと示している。これについては後述する。

【0038】

図 14 は、結果として得られる通信チャネルの特性に対する CDD の影響を示している。

【0039】

CDD-OFDM の効果 (影響) を明らかにするため、 $N_T = 2$  個の送信アンテナに関し、単なる一例として実効的な CTF 1601 について検討する。この場合、第 1 の送信点から受信点へと伸びる第 1 のフラットフェーディングチャネル (flat fading channel) は、 $CTF \ H^{(1)}(f) = H^{(1)}$  を有しており、また、第 2 の送信点から受信点へと伸びる第 2 のフラットフェーディングチャネルは、第 2 の  $CTF \ H^{(2)}(f) = H^{(2)}$  を有している。第 1 の CTF および第 2 の CTF は、いずれも周波数が独立した第 1 および第 2 のアンテナの CTF であるとなすことができる。また、OFDM シンボル持続時間の半分の巡回遅延が第 2 のアンテナにおいて挿入され、 $\tau_{cyc}^{(2)} = \delta^{(2)}_{cyc} T_{sp1} = T/2$  になると仮定する。ここで、 $T$  および  $T_{sp1}$  は、OFDM シンボル持続時間およびサンプリング持続時間を示している。実効的な CTF (測定された CTF) の振幅 1601 の断片は、実効的な CTF がもはや周波数独立ではないことを明らかにしている。すなわち、巡回遅延ダイバーシティは、実効的な CTF の周波数依存性によって反映されるかなりの量の周波数ダイバーシティをもたらす。

【0040】

第 2 のアンテナの送信信号を巡回的に遅延させることにより、受信器において、個々のアンテナブランチ  $H^{(1)}$ 、 $H^{(2)}$  の 2 つの周波数フラットであるが独立なフェーディング CTF が、周波数選択的な CTF  $H(f)$  へ変換されている。実効的な CTF の振幅 1601、 $|H(f)|$  は、 $|H^{(1)}| + |H^{(2)}|$  と、 $|H^{(1)}| - |H^{(2)}|$  との間で振動する正弦波である。

【0041】

パイロットシンボル支援チャネル評価 (PACE) においては、既知のシンボル (パイロット) が  $D_f$  個の副搬送波分の等距離な間隔をもって挿入される。単なる一例として、上述の例の場合には、 $D_f = 2$ 、すなわち、全ての第 2 の送信副搬送波が 1 つのパイロット (パイロット値) を含むと仮定する。この場合、 $H(f = 2i/T) = H^{(1)} + H^{(2)}$  だけを測定できる。これは、全ての副搬送波に関してチャネルを評価するためにパイロットシンボル間で補間する従来の SISO チャネル評価器が、周波数フラットチャネル

【数 7】

$$\hat{H}(i/T) = H^{(1)} + H^{(2)}$$

を評価することを意味している。このことは、奇数の副搬送波に関してチャネルを評価できず、そのため、全ての奇数の副搬送波が失われることを意味している。 $D_f = 1$  のパイロット間隔を使用するだけで、すなわち、全ての副搬送波がパイロットシンボルでありさえすれば、上述の例のシンボルの場合であっても信頼できるチャネル評価が可能である。しかしながら、この手法は、利用可能な帯域幅の非効率な利用である上述した問題に関連付けられる。これは、パイロットシーケンスの送信中に情報送信を行なうことができないからである。

【0042】

10

20

30

40

50

上述した問題の1つの解決策は、MISOパイロットグリッド(MISO pilot grid)を挿入することである。すなわち、各送信アンテナが、それ自体のパイロットシーケンスに割当てられる。残念なことに、図12に示されているCDD-OFDMシステムの簡単なトランシーバ構造を維持することができない。その代わり、OFDM変調前にパイロットグリッドが挿入されるため、各送信アンテナはそれ自体のIFFTユニットを必要とする。これにより、送信器構造が複雑になる。

#### 【0043】

図15は、各アンテナに対して個別のパイロット挿入ユニット(pilot insertion unit)を使用するCDD-OFDMシステムの送信器のブロック図を示している。

#### 【0044】

データストリームは複数の同一のコピーに分割される。この場合、各コピーは対応するマルチプレクサ1501に対して供給され、マルチプレクサ1501は、パイロットシーケンス生成器1503によって生成されるパイロットシーケンスをデータストリームの対応するコピーへ多重化するようになっている。マルチプレクサ1501は、複数のIFFTトランスフォーマーのうちの1つのIFFTトランスフォーマー1505に結合された複数の出力を有している。各トランスフォーマー1505は、パラレル-シリアル変換器1507に結合された複数の出力を有している。この場合、各パラレル-シリアル変換器は、対応する信号経路に関連付けられる。先の説明にしたがって、第1の信号経路1509は、第1のアンテナ1513に結合された1つの出力を有するガード挿入ブロック1511に結合されている。それに合わせて、第2の信号経路1515は、第1の遅延素子1517およびガード挿入ブロックを介して $N_T$ 個の送信アンテナのうちの更なる送信アンテナに結合されている。同様に、 $N_T$ 個の経路のうちの $N_T$ 番目の経路1519は、遅延素子1519およびガード挿入ブロックを介して対応する送信アンテナに結合されている。

#### 【0045】

図15に示されている送信器は、余分なIFFTユニットが各アンテナに必要になると、結果として得られる送信器の複雑性が増大することを示している。この複雑性の増大は、CDD伝送技術の主要な利点のうちの1つ、すなわち、その簡略さと矛盾するが、これは送信器および受信器の両方の要件によって妥協されるであろう。

#### 【0046】

受信器において、図12に示されているような一般的な構造は、真のMIMO評価器、すなわち、各副搬送波に $N_T$ 個のチャネル転送機能(CTF)を評価するのに適した評価器を備えている。しかしながら、これは、一般に、単入力単出力(SISO)チャネル評価ユニットよりも複雑である。

#### 【0047】

複雑性の増大は、余分な信号処理部分を各送信アンテナ経路に使用しなければ受信器が別個の通信チャネルのCTFの評価を分離することができないという事実起因している。

#### 【発明の開示】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0048】

本発明の目的は、チャネル転送機能の効率的な評価のための概念を提供することである。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0049】

この目的は、請求項1に係るチャネル評価器によって、または、請求項22に係る $N_T$ 個のパイロットシーケンスを生成する装置によって、あるいは、請求項32に係るチャネル転送機能の評価する方法によって、あるいは、請求項33に係る $N_T$ 個のパイロットシーケンスを提供する方法によって、または、請求項34に係るコンピュータプログラムによって達成される。

#### 【0050】

10

20

30

40

50



本発明は、時間領域信号の巡回的な遅延が、時間領域信号のスペクトル表現の係数依存性の位相シフト (coefficient dependent phase shift) をもたらすという所見に基づいている。これは、時間領域信号のスペクトル表現と、複素数値位相シフトシーケンス (complex valued phase shift sequence) または実数値位相シフトシーケンス (real valued phase shift sequence) とを係数に関して掛け合わせることに相当する。この演算は、位相シフトシーケンスがゼロでない搬送周波数を有する搬送波を表わすときに、時間領域信号のスペクトル表現をアップコンバートすること或いはダウンコンバートすることに対応している。その結果、時間領域信号のスペクトル表現のスペクトルは、シフトされるとともに、この時に、搬送周波数によって決定される中心周波数を有する異なるスペクトル領域を占める。

【0051】

以上の考えは、スペクトル表現自体がスペクトルを有するシーケンスであるという事実に基づいている。単なる一例として、OFDMシステムについて言及すると、スペクトル表現は、IFFT変換を適用して時間領域信号を得る前に情報ビットを処理することによって得られるものである。また一方、IFFT変換を適用する前に、スペクトル表現は、例えばフィルタリングなどの従来の信号処理方法を使用することによって処理される。

【0052】

また、スペクトル表現は、例えばフーリエ変換を用いた時間領域信号の時間一周波数変換によって得られることもできる。

【0053】

例えば、時間領域信号は、時間領域信号のスペクトル表現が位相シフトシーケンス $+1$ 、 $-1$ 、 $+1$ 、 $-1$ などによって乗じられるように巡回的に遅延される。そのため、位相シフトシーケンスは、サンプリングの瞬間に関連する特定の搬送周波数を有する正弦波 (搬送波) のサンプルバージョンを表わしている。例えばスペクトル表現がベースバンド信号である場合、スペクトル表現は、搬送周波数に対応する中心周波数を有する帯域通過スペクトル領域へとアップコンバートされる。巡回遅延された時間領域信号を、通信チャネルを介して送信されると、中心周波数を有する帯域通過スペクトル領域を占めるスペクトル表現を有する時間領域受信信号が得られる (ドップラー周波数シフトがゼロであると仮定する)。受信信号のスペクトル表現を提供するために、受信器において受信信号の時間一周波数変換が行なわれる場合には、受信信号のスペクトル表現に対して適用される帯域通過フィルタを使用して帯域通過スペクトル領域内の情報を検出することができる。ダウンコンバージョン後においては、例えばベースバンドスペクトル領域 (the base-band spectral region) を占める、送信されたスペクトル表現の受信バージョンが得られる。

【0054】

本発明は、一般に、重畳信号のスペクトル表現が、異なる中心周波数を有し、かつ異なると重なり合わないスペクトル領域を占めるときに、重畳信号を検出して受信信号から分離する効率的概念を提供する。本発明においては、例えば、受信信号のスペクトル表現と平行して適用される調整可能な1つの帯域通過フィルタまたは複数の帯域通過フィルタを使用して、各重畳信号を検出して分離することができる。

【0055】

一例として、以下では、2つの送信アンテナを適用することにより図12に示されているような送信器構造 ( $N_T=2$  の場合) を得る巡回遅延ダイバーシティ技術について言及する。また、説明を簡単にするため、更なる情報データがマルチプレクサ1303に対して供給されないとする。図12に示されているように、当初のパイロットシーケンスは、IFFT変換器1305によって送信信号に変換される。この場合、送信信号 (「時間領域信号」) は全ての信号経路において共通である。しかしながら、遅延素子1317は、第1の信号経路1309によって供給される送信信号のコピーに対する特定の遅延を、第2の信号経路1315により供給される送信信号のコピーに対してもたらす。また、以下では、当初のパイロットシーケンスがベースバンド領域を占めるスペクトルを有すると仮定する。遅延素子1317によってもたらされる巡回遅延が、例えば図14の実施形態に

10

20

30

40

50

関連して述べた巡回遅延に対応する場合、送信信号のシフトされたコピーのスペクトル表現は、帯域通過スペクトル領域を占める。この場合、第1の信号経路1509を介して供給される送信信号のスペクトル表現は、ベースバンドスペクトル領域を占める。すなわち、両方のスペクトル表現は、異なるスペクトル領域を占める。第1の送信アンテナ1513を介して送信信号（第1のパイロットシーケンス）の（遅延されていない）コピーを第1の通信チャネルを介して受信器へ送信し、かつ第2のアンテナを介して送信信号（第2のパイロットシーケンス）の遅延されたコピーを第2の通信チャネルを介して受信器へ送信した後において、受信信号は、両方の送信信号（パイロットシーケンス）の重畳を含んで受信される。本発明において、第2の送信アンテナから受信器へと延びる第2の通信チャネルのチャネル伝送機能は、受信信号のスペクトル表現のフィルタバージョンから評価することができ、スペクトル表現のフィルタバージョンは、帯域通過フィルタを使用して受信信号のスペクトル表現をフィルタリングすることによって得られる。したがって、第1のアンテナ1513から受信器へと延びる第1の通信チャネルのチャネル伝送機能を評価するため、低域通過フィルタ（LPF）を使用して、受信信号のスペクトル表現をフィルタリングし、必要な信号成分を提供することができる。

#### 【0056】

本発明において、別個の通信チャネルのチャネル伝送機能は、各位相シフトシーケンスに関するサイド情報（side information）が分かっている場合、あるいは、特にCDDのシナリオにおいては巡回遅延に関するサイド情報が分かっている場合に、本発明の帯域通過フィルタリングにより検出して分離することができる。この情報は、更なる制御チャネルを介して受信器へ供給することができる。また、固定された巡回遅延ダイバーシティのシナリオが使用される場合には、適用される巡回遅延が推測的に知られる。

#### 【0057】

本発明の概念の更なる利点は、CDD-OFDMシステムのための簡単なトランシーバ構造を維持することができ、それにより、 $D_f > 1$ における図12および図13に示されている従来の送信器構造および受信器構造を使用できるという点である。そのような大きなパイロット間隔 $D_f$ は、帯域幅効率がよい頑強なチャネル評価システムにおいて、速い速度で移動するユーザをサポートするために必要とされる。

#### 【0058】

本発明の更なる利点は、本発明の概念によりCDD-OFDM送信システムを任意の巡回遅延 $\delta(\mu)_{cyc}$ をもって使用できるという事実によってもたらされる。従来のチャネル評価技術を用いてサポートできる巡回遅延 $\delta(\mu)_{cyc}$ の範囲は限られるが、本発明の方式を使用すれば任意の $\delta(\mu)_{cyc}$ をサポートできる。従来のSISO評価器は、最大巡回遅延 $\tau(\mu)_{cyc} = \delta(\mu)_{cyc} T_{sp1} = (\mu - 1) T / N_T$ が選択される場合、 $D_f = 1$ のパイロット間隔を有していなければならない。一方、本発明の評価方式は、 $\tau(\mu)_{cyc} = (\mu - 1) T / N_T$ の最大巡回遅延のための評価器を提供する。また、 $D_f$ の選択における制約は、従来の評価器と比べるとあまり厳しくない。これにより、パイロットに起因するオーバヘッドを効果的に減らすことができ、すなわち、パイロット間隔 $D_f$ を増大させることができる。また、 $D_f = 1$ のシステムにおいても本発明の評価器が有利であるため、本発明の概念はチャネル評価性能を向上させる。巡回遅延に関する知識が受信器において有効に利用されるため、複雑性や計算コストを増大させることなく性能を向上させることができる。

#### 【0059】

本発明においては、そのコピーが遅延されるべきパイロットシーケンスが、CDD-OFDMのシナリオにおいてマルチキャリアシーケンスの周波数-時間変換から生じる場合であっても、簡単なCDD伝送構造を維持することができる。マルチキャリアシーケンスは、例えば、当初のシーケンスの一連の値をマルチキャリア変調スキームの複数の一連の副搬送波の全ての $D_f$ 番目の副搬送波に対して割当てることによって、得ることができる。したがって、情報値を残りの副搬送波に対して割当てることができ、それにより、チャネルトラッキングのためのデータ送信およびパイロット送信を同時に行なうことができる。

。そのため、「時間領域」におけるパイロットシーケンスは、トレーニング部分および情報部分を含んでいる。

【0060】

実効的なCTFを得るため、MISO評価器は、全ての $\mu = \{1, \dots, N_T\}$ 送信アンテナにおける全ての評価値(推定値) $H(\mu)(i/T)$ を個別に評価することができる。巡回遅延 $\delta(\mu)_{\text{cyc}}$ がサイド情報として提供される場合には、測定される(実効的な)CTF  $H(i/T)$ を再構成(復元)することができる。

【0061】

以下の図面を参照しながら本発明の更なる実施形態について詳細に説明する。

【発明を実施するための最良の形態】

10

【0062】

図1に示されている本発明のチャネル評価器は、入力および出力を有する時間一周波数変換器101を備えており、時間一周波数変換器101の出力は、帯域通過フィルタ103に結合されている。帯域通過フィルタ103は出力105を有している。

【0063】

図1に示されているチャネル評価器は、時間一周波数変換器101の入力に供給される受信信号から、通信チャネルのチャネル転送機能を評価するようになっている。受信信号は、送信点から通信チャネルを介して受信点へと送信できるパイロットシーケンスを含んでいる。送信点は、例えば巡回遅延ダイバーシティ送信器の単一の信号経路に関連付けることができる。それに応じて、受信点は、本発明のチャネル評価器と共に通信受信器に組み込まれてもよく、受信アンテナを備えてもよい。パイロットシーケンス(「時間領域信号」)は、パイロットシーケンスのスペクトル表現が所定の中心周波数を有する帯域通過スペクトル領域を占めるように構成されている。この場合、所定の中心周波数が帯域通過搬送周波数に対応することができる。

20

【0064】

図1に示されているように、受信信号は、時間一周波数変換器101により、異なる信号に変換される。以下、この異なる信号を、受信信号のスペクトル表現と称する。時間一周波数変換器は、例えば、高速フーリエ変換や離散高速フーリエ変換等を行なうようになっているフーリエ変換器を備えている。また一方、時間一周波数変換器は、受信信号を「時間領域」から「周波数領域」へ変換する任意の変換、例えばラプラス変換等を行うことができる。

30

【0065】

時間一周波数変換器101の出力には、受信信号のスペクトル表現が供給される。便宜上、スペクトル表現は、周波数軸fに関して図1に示されている。しかしながら、上述したように、受信信号のスペクトル表現は、それ自身が1つのスペクトルを有する受信信号の異なる表示である。受信信号がパイロットシーケンスの受信バージョンを含むため、受信信号のスペクトル表現は、上述した帯域通過スペクトル領域を占める1つのスペクトルを有するパイロットシーケンスのスペクトル表現の受信バージョンを含んでいる。また、パイロットシーケンスのスペクトル表現の受信バージョンは、パイロットシーケンスのスペクトル表現とチャネル転送機能とを組み合わせることによってもたらされる。したがって、所定の中心周波数を有する帯域通過フィルタ103により受信信号のスペクトル表現をフィルタリングすることによって生じるフィルタ処理された変換信号は、チャネル転送機能の評価(推定値)を含んでいる。

40

【0066】

図1には、帯域通過フィルタの特性が周波数に関して示されている。便宜上、周波数はf'で示されている。また、図1は、フィルタ処理された変換信号の特性および帯域通過スペクトル領域を占めるフィルタ処理された変換信号のスペクトルをf'軸に対して示している。

【0067】

例えばパイロットシーケンスのスペクトル表現の振幅が1つの全体のシーケンスである

50

場合、さらに、他の送信信号の遅延コピーである1つの送信信号によってパイロットシーケンスが構成されている場合、フィルタ処理された変換信号は、巡回遅延ダイバーシティ特性を含むチャネル転送機能の評価(推定値)である。更に、帯域通過フィルタは、帯域通過特性に起因するチャネルノイズを抑制するようになっている。

【0068】

図2a、2b、2cは、異なる帯域通過スペクトル領域を占めるスペクトル表現を含む2つのパイロットシーケンスにおける本発明の概念を示している。これらのパイロットシーケンスは、例えば、1つのパイロットシーケンスから生じることができ、あるいは、一般的には時間領域信号から生じ得る。この場合、パイロットシーケンスの第1のコピーは第1の遅延係数(delay factor)だけ遅延され、当初のパイロットシーケンスの第2のコピーはC/D伝送方式で第2の遅延係数だけ遅延される。したがって、第1および第2のパイロットシーケンスの受信バージョンの重畳を含む受信信号は、所定の中心周波数および更なる所定の中心周波数を有する帯域通過スペクトル領域(第1の帯域通過スペクトル領域)および更なる帯域通過スペクトル領域(第2の帯域通過スペクトル領域)が存在する1つのスペクトルを持つスペクトル表現を有している。すなわち、受信信号のスペクトル表現は、第1および第2のパイロットシーケンスのスペクトルに関連するスペクトル成分を含む1つのスペクトルを有している。

【0069】

第1の通信チャネルのチャネル転送機能の評価を得るため、例えば、所定の中心周波数を有する第1の帯域通過フィルタを使用することができる。それに応じて、第2の通信チャネルのチャネル転送機能の評価を得るため、更なる所定の中心周波数を有する更なる帯域通過フィルタを使用することができる。しかしながら、所定の中心周波数に関して及び状況により更なる所定の中心周波数に関して調整できる1つの帯域通過フィルタだけを使用して、受信信号のスペクトル表現をフィルタ処理することにより、帯域通過スペクトル領域および更なる帯域通過スペクトル領域を得ることができる。この場合、本発明のチャネル評価器は、それぞれのチャネル転送機能の所望の評価を得るために、帯域通過フィルタを調整して受信信号のスペクトル表現の適切なフィルタリングのためのその中心周波数及び状況によりその帯域幅を調整する手段を更に備えることができる。

【0070】

例えば、帯域通過フィルタは、セットのフィルタ係数がフィルタリングに適用されるデジタルフィルタである。この場合、帯域通過フィルタを調整する手段は、所定の中心周波数に応じてセットのフィルタ係数を提供する手段を備えることができる。

【0071】

また、セットのフィルタ係数を提供する手段は、検出されるスペクトル領域にしたがってフィルタ係数を置き換えるため、所定の中心周波数に応じて或いは更なる所定の中心周波数に応じてセットのフィルタ係数を計算するように動作するようになっている。例えば、セットのフィルタ係数を提供する手段は、計算でき或いは予め記憶できる複数の所定の中心周波数に応じて複数のセットのフィルタ係数を記憶するフィルタメモリを備えている。

【0072】

パイロットシーケンスの受信バージョンを含む受信信号からチャネル転送機能の評価するためには、当初のシーケンスの値(パイロット)が収集されることが好ましい。本発明の時間一周波数変換器は、受信信号のスペクトル表現を得るために受信信号の時間一周波数変換バージョンの全てのD<sub>i</sub>番目の値を選択するセレクタを更に備えている。すなわち、受信信号のスペクトル表現は、選択された値を含むシーケンスである。例えば、当初のシーケンスは、結果として得られる当初のシーケンスが、例えば相関関係が無い一連の値などの特定の統計的特性を有するように更なるシーケンスとスクランブルシーケンスとを掛け合わせることで得られる。この場合、本発明の時間一周波数変換器は、スクランブル解除シーケンスを受信信号のスペクトル表現として提供するために受信信号のスペクトル表現とスクランブルシーケンスの複素共役バージョンとを掛け合わせるための乗算

10

20

30

40

50

器を備えている。例えば、スクランブルシーケンスは、例えば 1 に等しい一定の振幅を有するが、各スクランブルシーケンス値に関連する異なる位相を有している。この異なる位相シフトは、スクランブルシーケンスの共役バージョンを使用して受信器において補償することができる。また、乗算器は、受信信号のスペクトル表現と、逆係数を有するスクランブルシーケンスのバージョンとの乗算に相当する除算を行なうように動作する。

【0073】

また、受信信号のスペクトル表現は、セットのパラレル値とすることができる。フィルタリングを行なうため、時間一周波数変換器は、受信信号のスペクトル表現をセットのシリアル値として提供するパラレル-シリアル変換器を備えることが可能である。あるいは、パラレル-シリアル変換が帯域通過フィルタによって最初に行なわれてもよい。

【0074】

上述したように、マルチキャリア（多搬送波）送信器は、チャネル評価のためにパイロットグリッドを適用するように動作している。例えば、全ての  $D_f$  番目の副搬送波（サブキャリア）だけがパイロット情報を含んでいる。この場合、チャネル転送機能の評価は、パイロット送信のための送信器で使用される全ての  $D_f$  番目の副搬送波に関連する別々の周波数点でのみ得ることができる。チャネル情報を含んでいない副搬送波に関連する周波数点でチャネル転送機能の評価を得るため、本発明の帯域通過フィルタは、更に、フィルタ処理された変換信号（あるいは、受信信号のスペクトル表現）の隣り合う値同士の間で補間して、周波数補間された前記フィルタ処理された変換信号をフィルタ処理された変換信号として提供するように動作する。帯域通過フィルタは、例えば、周波数補間された値を提供するために多項式補間あるいはウィナー補間を行なうように動作する。

【0075】

したがって、送信器は、全ての  $D_f$  番目の時刻にパイロット情報を含む信号を送信するように動作するようになっている。この場合、本発明の帯域通過フィルタは、第 1 の時刻におけるフィルタ処理された変換信号の対応する値と第 2 の時刻における更なるフィルタ処理された変換信号の値との間で補間して、時間補間された前記フィルタ処理された変換信号をフィルタ処理された変換信号として得るように動作する。時間補間を行なうため、本発明の帯域通過フィルタは上述した補間概念を使用することができる。

【0076】

時間補間および周波数補間を行なうため、本発明の帯域通過フィルタは、最初に時間補間された前記フィルタ処理された変換信号をフィルタ処理された変換信号として提供し、次のステップで周波数補間方式を時間補間された前記フィルタ処理された変換信号に対して適用してもよく、あるいは、その逆もまた同様である。本発明の更なる態様において、本発明の帯域通過フィルタは、時間補間および周波数補間を同時に行なうようになっている 2 次元フィルタであってもよい。

【0077】

本発明の更なる態様において、受信信号は、パイロットシーケンスと、更なる送信点から更なる通信チャネルを介して受信点へと送信できる更なるパイロットシーケンスとの重畳を含んでいてもよい。ここで、更なるパイロットシーケンスは、更なるパイロットシーケンスのスペクトル表現が更なる中心周波数を有する更なるスペクトル領域を占めるように構成され、また、更なる中心周波数は所定の中心周波数と異なっている。この場合、本発明のチャネル評価器は、更なるフィルタ処理された変換信号を得て更なる通信チャネルの更なるチャネル転送機能の評価を得るために、受信信号のスペクトル表現をフィルタリングする更なる所定の中心周波数を有する更なるフィルタを更に備えていてもよい。

【0078】

図 2 の実施形態に関連して説明したように、更なるスペクトル領域は、更なる帯域通過スペクトル領域とすることができる。この場合、更なるフィルタは、所定の中心周波数とは異なる更なる所定の中心周波数を有する更なる帯域通過フィルタである。

【0079】

10

20

30

40

50

また一方、更なるスペクトル領域がベースバンドスペクトル領域であってもよい。このケースは、例えば、図12に示されているように、第1の信号経路1309が任意の遅延素子に結合されない巡回遅延ダイバーシティ方式に対応する。

【0080】

この場合、更なるフィルタは、更なるチャネル転送機能の評価である更なる変換信号を供給する低域通過フィルタ(LPF)である。低域通過フィルタリングは、帯域通過フィルタをゼロ中心周波数に調整することによって行なうことができるため、適切に調整されると、本発明の帯域通過フィルタによって低域通過フィルタリング演算を行なうこともできる。

【0081】

上述したように、本発明の概念は、異なる遅延が異なる位相シフトを引き起こすようにすることによって、複数のチャネル転送機能の評価を簡略化するために適用することができる。これは、それぞれの信号成分を検出および分離してそれぞれのチャネル転送機能の評価するために利用できる。本発明の概念は、巡回遅延ダイバーシティシステムでのチャネル評価に完全に適しているが、複数の送信アンテナと例えば複数の受信アンテナのうちの1つの受信アンテナとを備えている巡回遅延ダイバーシティ方式を使用しない任意のMISOシステムに対しても適用することができる。単なる一例として、送信器は、複数の送信アンテナを使用して同じ送信信号を送信する空間ダイバーシティ送信器であってもよい。本発明の手法は、上述した問題に関連する異なる通信チャネルを介した異なるパイロットシーケンスの送信ではなく、チャネル評価のために適用されてもよい。例えば、送信器は、巡回(周期)的に遅延される(シフトされる)シーケンスが送信されるように巡回遅延(巡回シフト)を一時的に導入することができる。しかしながら、本発明の評価方式を使用して評価されたチャネル転送機能は、更なるアップコンバートまたはダウンコンバートを引き起こす位相シフトシーケンスを含んでいる。この影響は、それぞれのチャネル転送機能の評価が結果として得られる位相シフトシーケンスの複素共役バージョンと掛け合わされる際に補正することができ、それにより、変換効果が補償される。この演算は、ダウンコンバートまたはアップコンバートに相当する。

【0082】

上記演算を行なうため、例えばデジタルフィルタである本発明の帯域通過フィルタは、受信信号のスペクトル特性を帯域通過フィルタリングするためのセットの係数と、スペクトル表現のフィルタバージョンをベースバンドスペクトル領域へダウンコンバートするための更なるセットの係数との重畳を含んでいてもよく、それにより、チャネル転送機能の所望の評価であるフィルタ処理された変換信号を提供することができる。

【0083】

更なるスペクトル領域を占めるスペクトル表現を有する更なるパイロットシーケンスを受信信号が含まれている場合、本発明の帯域通過フィルタは、帯域通過フィルタリングとダウンコンバートとを同時に行なうための更なるセットの係数を含んでいてもよい。

【0084】

フィルタリング演算とダウンコンバート演算とを同時に行なう代わりに、本発明の帯域通過フィルタは、受信信号のスペクトル表現を帯域通過フィルタリングするためだけに形成することができる。この場合、本発明のチャネル評価器は、ベースバンドスペクトル領域においてチャネル転送機能の評価であるダンコンバート信号を得るために、帯域通過フィルタによって提供されたフィルタ処理された変換信号をベースバンドスペクトル領域へダウンコンバートするダウンコンバータを更に備えていてもよい。

【0085】

それに応じて、本発明のチャネル評価器は、上述した更なるフィルタ処理された変換信号を更なる帯域通過スペクトル領域から帯域通過領域へダウンコンバートして更なるダウンコンバート信号を得るための更なるダウンコンバータを更に備えていてもよい。この場合、更なるダウンコンバート信号は、更なるチャネル転送機能の更なる評価である。

【0086】

10

20

30

40

50

また一方、本発明のダウンコンバージョン方式は、ベースバンドスペクトル領域においてチャネル転送機能のチャネル評価を処理するために、本発明のチャネル評価器が巡回遅延ダイバーシティ送信システム内に組み込まれる際にも実行することができる。処理は、よりよい評価を得るために、評価エラーを減少させることと、パイロット間隔に関連する更なるフェーズエラーを減少させることと、または、例えばウィナー予測手法 (Wiener prediction approach) を使用して予測フィルタリングを行うこととを含んでいてもよい。次の処理ステップにおいて、チャネル転送機能の処理された評価は、元の関連するスペクトル領域へとアップコンバートされてもよい。そのようにするため、本発明のチャネル評価器は、アップコンバージョン演算を実行するアップコンバータを更に備えていてもよい。

10

#### 【0087】

上述したように、巡回遅延ダイバーシティ送信方式に関連する実効的なチャネル転送機能は、チャネル転送機能の重畳を含んでいる。この場合、各チャネル転送機能は、関連する巡回遅延または同様に関連する巡回シフトに対する影響を含んでいる。実効的なチャネル転送機能の評価を得るために、本発明のチャネル評価器は、実効的なチャネル転送機能の評価であるコンボジット変換信号 (composite transformed signal) を得るためにフィルタ処理された変換信号を加える加算器を更に備えていてもよい。より具体的には、本発明の加算器は、チャネル転送機能の評価と更なるチャネル転送機能の評価との重畳を含む実効的なチャネル転送機能の評価を得るためにフィルタ処理された変換信号と更なるフィルタ処理された変換信号とを加えるようになっている。上述したように、更なるチャネル転送機能は、ベースバンドスペクトル領域または帯域通過スペクトル領域を占めてもよい。

20

#### 【0088】

上述したように、チャネル転送機能の評価は誤りが含まれていてもよい。これは、例えば、当初のシーケンスの一連の値を複数の一連の副搬送波の全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して割当てることにより得られるマルチキャリアシーケンスの周波数時間変換によりパイロットシーケンスが生じる場合である。そのため、チャネル転送機能の評価 (帯域通過スペクトル領域またはベースバンドスペクトル領域において) は、 $D_f$  に依存するフェーズエラーを有する。例えば、フェーズエラーは、 $D_f$  に比例するエラーフェーズ (エラー位相) を引き起こす一定のフェーズターム (位相期間) である。フェーズエラーを減少させるため、本発明のチャネル評価器は、チャネル転送機能の評価のフェーズエラーを補正する手段を更に備えていてもよい。例えば、フェーズエラーを補正する手段は、チャネル転送機能の評価の係数とフェーズエラーを補償する複素シーケンスとを掛け合わせるようになっている。この演算は、ベースバンドスペクトル領域を占める、或いは帯域通過スペクトル領域を占めるチャネル転送機能の評価に対して適用することができる。

30

#### 【0089】

CDDのDFFT (離散フーリエ変換) 特性を利用する本発明により、図12に示されているような送信ユニットの構造を保つことができ、一方、受信器はMISOチャネル評価ユニット (MISO channel estimation unit) を依然として十分に利用することができる。すなわち、本発明の概念は、図12の従来のCDD-OFDM送信器を用いて仮想MISOパイロットグリッド (virtual MISO pilot grid) を確立している。用語「仮想MISOパイロットグリッド」は、巡回遅延の導入後に結果として得られるパイロットシーケンスのスペクトル表現を表わしており、そのため、複数のチャネル転送機能のうちの各チャネル転送機能は、それ自身の固有のトレーニングシーケンス (training sequence) を受ける。

40

#### 【0090】

本発明の概念は、巡回遅延がDFFT演算によって位相シフトへ変換されるというDFFT特性に基づいている。これは、受信器が送信アンテナに依存する受信信号の位相シフトを測定することにより、巡回遅延  $\delta(\mu)_{cy}$  が受信器に知られている場合に利用することができる。システムパラメータが適切に選択される場合には、アンテナに依存する巡回遅延

50

の演算により、位相シフトされたセットのパイロットシーケンスを形成することができる。

【0091】

図14の実施形態を再び参照すると、 $\tau_{cyc}^{(2)} = \delta^{(\mu)}_{cyc} = T/2$ の巡回シフトは、 $e^{-j\pi} = (-1)^1 = \{1, -1\}$ の位相シフトへと変換されるが、これは、等価なSISOチャネル $H(f)$ のCTFにおいて具体化され、それにより、 $H(i/T) = H^{(1)} + H^{(2)}(-1)^1$ となる。本発明の考えは、偶数の副搬送波と奇数の副搬送波との間の $H^{(2)}$ の振動サインを位相シフトされたパイロットシーケンスと見なすことに基づいており、これは、チャネル評価器のためのサイド情報として利用できる。上述したように、振動サインは、正弦搬送波または余弦搬送波のサンプルバージョンであると思なすことができる。巡回遅延の選択の範囲は、 $\tau_{cyc}^{(2)} = T/2$ に制限されないが、システムパラメータにはいくつかの制約があり、それにより、適切な仮想MISOパイロットシーケンスが得られる。これらの制約については後述する。

【0092】

本発明においては、MISOチャネル評価ユニットを更に簡略化できる。しかしながら、これは、 $\tau_{cyc}^{(\mu)} = (\mu - 1) T / N_T$ の巡回遅延を必要とする。本発明を簡単に説明するため、図14の実施形態を再び参照する。基本的な考えは、副搬送波を、2つのセットすなわち偶数副搬送波と奇数副搬送波とにグループ化することである。偶数副搬送波および奇数副搬送波は、 $CTF \cdot H(2i/T) = H^{(1)} + H^{(2)}$ と、 $CTF \cdot H([2i+1]/T) = H^{(1)} - H^{(2)}$ とをそれぞれ有している。結果として、各セットに2つの独立したCTFがあることになる。CTF  $H^{(1)}$ およびCTF  $H^{(2)}$ が、図14に示されているようにフラットなフェーディングである場合、 $H(2i/T)$ および $H([2i+1]/T)$ の両方とも周波数フラットであり、図14に直線を描かれている。パイロット間隔 $D_T$ が奇数である場合、パイロットは、奇数の副搬送波および偶数の副搬送波上に交互に配置される。したがって、本発明においては、独立のSISOチャネル評価器、すなわち、奇数の副搬送波上に位置するパイロットシンボルを利用して奇数の副搬送波

【数8】

$$\hat{H}([2i+1]/T) = H^{(1)} - H^{(2)}$$

のCTFを評価する評価器、および

【数9】

$$\hat{H}(2i/T) = H^{(1)} + H^{(2)}$$

を評価する偶数の副搬送波のための等価評価器が使用されている。

【0093】

本発明の概念を詳細に説明するため、以下では、 $Q_0$ 個の非ゼロタップを有するタップ付き遅延線(TDL)によってモデリングされる時系列周波数選択的フェーディングチャネル(time-variant frequency selective fading channel)について考える。チャネルは、最大遅延(最大遅延時間) $\tau_{\max} = Q \cdot T_{sp1}$ によって時間制限されると仮定する。送信アンテナ $\mu$ から与えられるチャネルインパルス応答(CIR)は以下のように規定される。

【数10】

$$h^{(\mu)}(t, \tau) = \sum_{q=1}^{Q_0} h_q^{(\mu)}(t) \cdot \delta(\tau - \tau_q^{(\mu)})$$

【0094】

ここで、 $h^{(\mu)}_q(t)$ および $\tau^{(\mu)}_q$ は、 $q$ 番目のチャネルタップの複素振幅および遅延である。非ゼロタップの数は、一般に、チャネルの最大遅延以下であり、 $Q_0 \leq Q$ である。 $Q_0$ 個のチャネルタップおよび全てのアンテナが互いに関連していないと仮定する。チャネルタップ $h^{(\mu)}_q(t)$ はゼロ平均複素独立同一分布(i. i. d.; independent

10

20

30

40

50



identically distributed) ガウスランダム変数である。車の動き(モバイル送信器またはモバイル受信器)に起因して、 $h^{(\mu)}_q(t)$  は、ドップラー効果によって時間とともに変動する。 $q$  番目のチャネルタップ  $h^{(\mu)}_q(t)$  は、最大ドップラー周波数  $V_{\max}$  によって帯域制限されるワイド・センス・ステーションナリ(WSS)ガウスプロセスである。一般的には、1つのOFDMシンボルの間にはチャネルインパルス応答(CIR)がほぼ一定であり、それにより、表記簡略化のために、1つのOFDMシンボル内のCIRの時間依存性を低下させることができると仮定する。すなわち、

【数11】

$$t \in [\ell T_{\text{sym}}, (\ell + 1)T_{\text{sym}}]$$

10

に関して

【数12】

$$h^{(\mu)}_q(t) \approx h^{(\mu)}_{t,q}$$

とする。これは、厳密には時間とともに変化しないチャネルにおいてのみしか当てはまらないが、この仮定は殆どの場合に事実上正しいと判断され、良好なシステム設計によりOFDMシンボル持続時間を十分に短くしなければならない。

【0095】

上述したチャネル転送機能はCIR  $h^{(\mu)}(t, \tau)$  のフーリエ変換である。以下の時間  $t$  の式

20

【数13】

$$t = \ell T_{\text{sym}}$$

における結果および周波数  $f = i/T$  をサンプリングすると、OFDMシンボル  $i$  の副搬送波  $i$  におけるCTFは以下のようになる。

【数14】

$$H^{(\mu)}_{t,i} = H^{(\mu)}(\ell T_{\text{sym}}, i/T) = \sum_{q=1}^{Q_0} h^{(\mu)}_{t,q} e^{-j2\pi f t_i / T}$$

【0096】

30

ここで、 $T_{\text{sym}} = (N_{\text{FFT}} + N_{\text{GI}}) T_{\text{spl}}$  および  $T = N_{\text{FFT}} T_{\text{spl}}$  は、ガードインターバルを伴う及び伴わないOFDMシンボル持続時間をそれぞれ表わしている。

【0097】

ガードインターバルがチャネルの最大遅延よりも長い場合、すなわち、 $N_{\text{GI}} \geq Q$  ( $Q \geq Q_0$  はチャネルタップの総数を示す)である場合には、OFDM復調後の受信器における直交性が維持され、OFDM復調後の受信信号が得られる。

【0098】

導入されたチャネルモデルは、多入力単出力システムにおいて導入されている。受信アンテナにおけるフェーディングが互いに関連していないと仮定すると、チャネル評価はアンテナ毎に独立して行なわれる。したがって、各受信アンテナにおいて別個にチャネル評価が行なわれるため、多入力多出力(MIMO)システムへの拡張が容易になる。

40

【0099】

以下では、図12に示されているような巡回遅延ダイバーシティ(CDD)を使用するOFDMシステムを参照する。

【0100】

図12に示されているように、パラレル-シリアル変換(PS)後までは全ての送信アンテナにおいて共通の信号ストリームが存在する。すなわち、1つのIFFTだけが必要とされる。IFFT演算およびパラレル-シリアル変換後においては、データストリームが  $N_T$  個のサブストリームに分割され(各送信アンテナに1つのサブストリーム)、以下のようにアンテナ依存性巡回遅延(antenna dependent cyclic delay)  $\delta^{(\mu)}_{cyc}$  が挿入

50

される。

【数 1 5】

$$X_{t,n}^{(\mu)} = X_{t,(n-\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)}) \bmod N_{\text{FFT}}}$$

【0 1 0 1】

通常、隣り合う送信アンテナ間の巡回遅延は以下のように定められる。

【数 1 6】

$$\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)} = (\mu - 1) \cdot \delta_{\text{cyc}}, 1 \leq \mu \leq N_T$$

10

【0 1 0 2】

ここで、 $\delta^{(\mu)}_{\text{cyc}}$  は、 $[0, N_{\text{FFT}}/N_T]$  範囲内の設計パラメータである。そのため、第 1 のアンテナによって送信された信号は遅延されない。すなわち、

【数 1 7】

$$X_{t,n}^{(1)} = X_{t,n}$$

となる。

【0 1 0 3】

20

I D F T によって

【数 1 8】

$$X_{t,n}$$

に関連付けされる O F D M 変調前の信号

【数 1 9】

$$X_{t,i}$$

を考慮することは、有益である。これに対して、上述した巡回遅延信号

【数 2 0】

30

$$X_{t,n}^{(\mu)}$$

の I D F T は、

【数 2 1】

$$X_{t,i}$$

の位相シフトバージョンである。数学的に説明すると、送信アンテナ  $\mu$  の時間領域信号 (time domain signal) は、以下によって周波数領域送信信号 (frequency domain transmitted signal) に関連付けられる。

【数 2 2】

40

$$\begin{aligned} X_{t,n}^{(\mu)} &= X_{t,(n-\delta_{\text{cyc}}^{(\mu)}) \bmod N_{\text{FFT}}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_{\text{FFT}}}} \sum_{i=0}^{N_{\text{c}}-1} \underbrace{X_{t,i} e^{j2\pi i(\mu-1)\delta_{\text{cyc}}/N_{\text{FFT}}}}_{X_{t,i}^{(\mu)}} \cdot e^{j2\pi i n/N_{\text{FFT}}} = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{FFT}}}} \sum_{i=0}^{N_{\text{c}}-1} X_{t,i}^{(\mu)} e^{j2\pi i n/N_{\text{FFT}}} \end{aligned}$$

【0 1 0 4】

ここで、

【数 2 3】

$$X_{t,i}^{(\mu)}$$

は、送信アンテナ  $\mu$  の送信された周波数領域信号を表わしている。

【数 2 4】

$$X_{t,i}^{(\mu)}$$

が単に事実上存在しているだけであることに留意すべきであり、それは、OFDM変調後の時間遅延ではなくOFDM変調前に位相シフトを生じさせることによって得られる等価信号である。

【0105】

その後、サイクリックプレフィックス (CP) の形態を成すガードインターバル (GI) が加えられる。これはOFDM変調において一般的なことである。その後、信号は、デジタル-アナログ変換され (D/A)、無線周波数 (RF) 搬送波周波数にアップコンバートされ、モバイル無線チャネルにわたって送信される。受信器においては、ベースバンドへのダウンコンバージョンおよびサンプリング後に、ガードインターバルが除去され、IFFT演算により信号が周波数領域すなわち副搬送波レベルへ変換される。OFDM復調後、パイロットシンボルは、逆多重化されるとともに、本発明のチャネル評価ユニット (チャネル評価器) へ供給される。

【0106】

受信された信号は、上述の方程式のうちの1つによって記載されるように、 $N_T$ 個の信号からなる。そのため、以下が得られる。

【数 2 5】

$$\begin{aligned} Y_{t,i} &= \sum_{\mu=1}^{N_T} X_{t,i}^{(\mu)} H_{t,i}^{(\mu)} + N_{t,i} \\ &= X_{t,i} \underbrace{\sum_{\mu=1}^{N_T} H_{t,i}^{(\mu)} e^{j2\pi i(\mu-1)M_{\text{cyc}}/N_{\text{FFT}}}}_{H_{t,i}} + N_{t,i} \end{aligned}$$

【0107】

ここで、

【数 2 6】

$$H_{t,i}$$

は、CDD-OFDMシステムの結果として得られるCTFにおいて見出すことができる。このことは、

【数 2 7】

$$CTF \ H_{t,i}$$

を有する等価SISOシステムから生じる信号として受信信号が観察されることを意味している。CDDの効果は、チャネルが更に周波数選択的になるということである。チャネルコーディングが無ければ、改善を見ることができない。しかしながら、チャネルはCDDによってランダム化される。すなわち、隣り合う副搬送波が相互に関連しなくなり、それにより、エラーバーストが殆ど無くなり、チャネルコーディングが使用されれば有利である。

【0108】

以下では、CDD-OFDMにおいて結果として得られるSISOチャネルモデル、す

10

20

30

40

50

なわち、受信器によって観測される結果の S I S O チャネルについて検討する。

【 0 1 0 9 】

タツプ遅延線チャネルモデルを前提とすると、

【 数 2 8 】

$$H_{t,i}$$

を以下のように定めることができる。

【 数 2 9 】

$$H_{t,i} = \sum_{\mu=1}^{N_T} H_{t,i}^{(\mu)} e^{-j2\pi i(\mu-1)\delta_{\text{cyc}}/N_{\text{FFT}}} = \sum_{\mu=1}^{N_T} e^{-j2\pi i(\mu-1)\delta_{\text{cyc}}/N_{\text{FFT}}} \sum_{q=1}^{Q_0} h_{t,q}^{(\mu)} e^{-j2\pi i(\tau_q^{(\mu)})/\tau} \quad 10$$

【 0 1 1 0 】

結果として得られる C T F の位相項が搬送遅延  $\tau^{(\mu)}$  および巡回遅延パラメータ  $\delta_{\text{cyc}}$  によって決定されるのが分かる。 $\delta_{\text{cyc}}$  が物理チャネル (physical channel) と無関係であることに留意することは興味深い。この事実は、C D D - O F D M チャネル評価を更に効率的にするために利用できる。

【 0 1 1 1 】

結果として得られる C T F にしたがって、結果として得られる C I R を規定することができる。これは C D D - O F D M システムの等価 S I S O チャネルを表わしている。すなわち、以下ようになる。

【 数 3 0 】

$$h(t, \tau) = \sum_{\mu=1}^{N_T} h^{(\mu)}(t, \tau) = \sum_{\mu=1}^{N_T} \sum_{q=1}^{Q_0} h_q^{(\mu)}(t) \cdot \delta(\tau - \tau_q^{(\mu)} - [\mu - 1]\delta_{\text{cyc}} T_{\text{sp}} / N_{\text{FFT}})$$

【 0 1 1 2 】

結果として得られる C I R と送信アンテナ  $\mu$  の C I R とを比較すると、全ての  $N_T$  個の C I R が  $Q_0$  個の非ゼロタツプを有すると仮定すると、結果として得られる C I R は、 $N_T$   $Q_0$  個の非ゼロタツプからなる。このことから、 $N_T$  個の送信アンテナの C I R を適切に遅延させることにより C D D - O F D M システムを等価 S I S O - O F D M システムへ変換できるのが分かる。より周波数選択的なチャネルの生成は別として、チャネルの有効最大遅延  $\tau'_{\text{max}}$  は、更に長くなり、以下によって上限が定められる。

【 数 3 1 】

$$\tau'_{\text{max}} = \tau_{\text{max}} + (N_T - 1)\delta_{\text{cyc}} T_{\text{sp}}$$

【 0 1 1 3 】

図 3 は、C D D - O F D M システムの実効的なチャネルインパルス応答 ( $h(t, \tau)$ ) の実現値)を示している。図 3 に示されているように、実効的なチャネルインパルス応答は、 $N_T$  個のチャネルインパルス応答を含んでいる。この場合、 $N_T - 1$  個のチャネルインパルス応答が最初の (第 1 の) チャネルインパルス応答に対して遅延される。

【 0 1 1 4 】

チャネル評価器の設計においてチャネルの最大遅延は重大であるため、C D D による拡張子  $\tau'_{\text{max}}$  は無視できない。最も重要なことには、パイロットシンボル支援チャネル評価 (P A C E) が使用される場合、評価器は、 $\tau'_{\text{max}}$  によって決定されるサンプリング定理を満たさなければならない。

【 0 1 1 5 】

以下では、チャネルの相関特性について説明する。

【 0 1 1 6 】

上述したように、各タップおよび各送信・受信アンテナは互いに関連していない。ワイド・センス・ステーションナリ無相関ケータリング (WSS-U S: wide sense stationary uncorrelated catering) チャネルを想定すると、送信アンテナ  $\mu$  の CIR の外相関関数 (outer correlation function) は以下のような一般的な形式である。

【数 3 2】

$$E[h^{(\mu)}(\tau, t)h^{(\mu)*}(\tau + \Delta\tau, t + \Delta t)] = R_{hh}^{(\mu)}(\tau, \Delta t) \cdot \delta(\Delta\tau)$$

【0 1 1 7】

$q$  番目のタップ遅延  $\tau_q$  の外相関関数は、以下のように積の形式で書き表すことができる。

10

【数 3 3】

$$\begin{aligned} R_{hh}^{(\mu)}(\tau_q, \Delta t) &= E[h_q^{(\mu)}(t)h_q^{(\mu)*}(t + \Delta t)]; \quad q = 1, \dots, Q_0 \\ &= R_{hh}^{(\mu)}(\tau_q) \cdot R_{hh}^{(\mu)}(\Delta t) \end{aligned}$$

これは、周波数方向での相関関係が時間方向での相関関係から独立していることを意味している。チャネルの出力遅延プロファイル

【数 3 4】

20

$$R_{hh}^{(\mu)}(\tau_q) = \{E[|h_q^{(\mu)}(t)|^2] = \sigma_q^{(\mu)2}\}$$

( $q = [Q_0]$ ) は、全ての位相が 1 となるように、すなわち

【数 3 5】

$$\sum_{q=1}^{Q_0} \sigma_q^{(\mu)2} = 1$$

となるように正規化される。時間方向での相関関数

【数 3 6】

30

$$R_{hh}^{(\mu)}(\Delta t) = \{E[h_q^{(\mu)}(t) \cdot h_q^{(\mu)*}(t + \Delta t)]\}$$

は、全ての  $Q_0$  個のタップにおいて同一であるとする。

【0 1 1 8】

W. C. Jakes, Microwave Mobile Communications (ウィリー、ニューヨーク州、1974年) に示されているようなジェイクモデル (Jake's model) を想定すると、時間における相関関係はベッセル関数 (Bessel function) によって表わされる。すなわち、

【数 3 7】

40

$$R_{hh}^{(\mu)}(\Delta t) = J_0(2\pi\nu_{\max}\Delta t)$$

となる。ここで、 $\nu_{\max}$  は最大ドップラー周波数であり、 $J_0(\cdot)$  は第 1 種のゼロオーダーベッセル関数 (zero order Bessel function) に相当する。

【0 1 1 9】

$\tau$  変数における  $R^{(\mu)}_{hh}(\tau, \Delta t)$  のフーリエ変換は以下の周波数相関関数をもちらす。

【数 3 8】

$$E[H^{(\mu)}(f, t)H^{(\mu)*}(f + \Delta f, t + \Delta t)] \stackrel{\Delta}{=} R_{HH}^{(\mu)}(\Delta f, \Delta t) = R_{HH}^{(\mu)}(\Delta f)R_{HH}^{(\mu)}(\Delta t)$$

【0 1 2 0】

積の形式により、時間方向での相関関係は  $\tau$  と無関係である。したがって、周波数領域において

【数 3 9】

$$\Delta t = \Delta \ell \cdot T_{\text{sym}}$$

10

だけ離れた OFDM シンボル間の相関関係は、以下のように時間領域における場合と同じである。

【数 4 0】

$$R_{HH}^{(\mu)}(\Delta \ell) \stackrel{\Delta}{=} R_{HH}^{(\mu)}(\Delta \ell \cdot T_{\text{sym}}) = R_{hh}^{(\mu)}(\Delta \ell \cdot T_{\text{sym}})$$

【0 1 2 1】

$\Delta f = \Delta i / T$  だけ離れた副搬送波間の周波数相関は以下のようになる。

【数 4 1】

$$R_{HH}^{(\mu)}[\Delta i] \stackrel{\Delta}{=} R_{HH}^{(\mu)}(\Delta i / T) = \sum_{q=1}^{Q_0} \sigma_q^{(\mu)2} e^{-j2\pi \tau_q^{(\mu)} \Delta i / T}$$

20

【0 1 2 2】

CDD において、結果として得られる CTF の周波数相関関数は、興味深く、 $N_T$  個の相関関数の総計である。また、各周波数相関関数は、対応する送信アンテナの巡回遅延に代わって位相シフトされる。したがって、結果として得られる周波数相関関数は以下の形態を成している。

【数 4 2】

$$R_{HH}^{(\mu)}[\Delta i] = \sum_{\mu=1}^{N_e} e^{-j2\pi \Delta i \mu - 1} \delta_{\text{eqc}} / N_{\text{err}} \cdot R_{HH}^{(\mu)}[\Delta i]$$

30

【0 1 2 3】

以下では、OFDM におけるパイロットシンボル支援チャネル評価の原理を扱う。

【0 1 2 4】

パイロットシンボル支援チャネル評価 (PACE) においては、チャネルを評価するためにサイド情報として使用される既知のシンボル (パイロット) がデータストリームへと多重化される。パイロットシンボル支援チャネル評価について説明するには、パイロットのみを含む受信信号シーケンスのサブセット

40

【数 4 3】

$$\{\tilde{X}_{t,i}^{(\mu)}\} = \{X_{t,i}^{(\mu)}\}$$

(

【数 4 4】

$$\ell = \tilde{\ell} D_t$$

【数 4 5】

$$i = \tilde{i} D_f$$

)

を規定することが便利である。そのため、パイロットシーケンスは、周波数方向においては D f 倍低い速度

【数 4 6】

$$\tilde{i} = \lfloor i / D_f \rfloor$$

10

で、且つ時間方向においては D t 倍低い速度

【数 4 7】

$$\tilde{\ell} = \lfloor \ell / D_t \rfloor$$

でそれぞれ送信される（一般的な決まりとして、以下では、パイロットシンボルを表わす変数には～が付けられる）。また、パイロット

【数 4 8】

$$\tilde{X}_{i,\tilde{i}}$$

20

は、一例として、

【数 4 9】

$$|\tilde{X}_{i,\tilde{i}}| = 1$$

となるように P S K コンステレーション (PSK constellation) から選択される。

【0 1 2 5】

O F D M 復調後には、受信信号

30

【数 5 0】

$$Y_{\ell,i}$$

が得られる。チャネル評価において、パイロット位置における受信信号は、以下のように受信パイロットシーケンスを得るためにデータストリームから逆多重化される。

【数 5 1】

$$\tilde{Y}_{i,\tilde{i}} = \tilde{X}_{i,\tilde{i}} \tilde{H}_{i,\tilde{i}} + \tilde{N}_{i,\tilde{i}} = X_{i,i} H_{i,i} + N_{i,i} \quad \text{with } \{\ell, i\} \in G$$

40

ここで、G は、パイロットを含む O F D M フレームのサブセットである。

【0 1 2 6】

図 4 a、4 b、4 c は、パイロットグリッド構造の可能な実現形態を示している。図 4 a に示されているように、パイロットグリッドを実現する 1 つの可能性は、パイロットの後に D<sub>t</sub> - 1 個のデータシンボルが続くようなパイロットだけを含んでいる 1 つの O F D M シンボルを送信することである。この方式は、屋内環境で観察されるように、時間とともにほとんど変化しないチャネルにおいて適用することができる。この場合、周波数方向での補間是不要である。そのようなパイロットグリッド構造は、W L A N 規格 H I P E R L A N / 2 および 8 0 2 . 1 1 a において使用されている。

【0 1 2 7】

50

図4bに示されているように、パイロットグリッドを実現する他の可能性は、予約された副搬送波によりパイロットを連続的に送信することである。この方式は、移動性をサポートすることができるが、周波数方向での補間を必要とする。

【0128】

更に帯域幅効率がよい解決策は、図4cに示されているように散在するパイロットグリッドを使用することである。そのようなパイロットグリッド構造は、周波数方向の間隔 $D_f$ および時間方向の間隔 $D_t$ のそれぞれによって特徴付けられる。

【0129】

PACEの考え方をマルチキャリアシステムへと拡張する場合、OFDMではフェーディング変動が時間および周波数において2次元であることを考慮に入れなければならない。2次元(2D)サンプリング定理を満たすことができる程度にパイロットの間隔が十分近い場合には、全データシーケンスにおける補間およびチャネル評価が可能である。したがって、パイロットに起因するオーバーヘッドを減らすことができるが、時間および周波数における補間が必要となる。散在するパイロットグリッドは、例えば地上波デジタルTV規格DVB-Tにおいて使用されている。

【0130】

以下では、FIRフィルタリングによるOFDMチャネル評価の原理について説明する。

【0131】

チャネル評価プロセスにおける第1のステップは、上述したスクランブルシーケンスによって導入され得るパイロットシンボルの変調を除去することである。変調を除去した後、以下のようにパイロット位置におけるCTFの最初の評価が行なわれる。

【数52】

$$\tilde{H}_{t,i} = \tilde{X}_{t,i}^* \tilde{Y}_{t,i} = \tilde{H}_{t,i} + \tilde{X}_{t,i}^* \tilde{N}_{t,i}$$

【0132】

ここで、

【数53】

$$\tilde{X}_{t,i}^* \tilde{X}_{t,i} = 1$$

であり、

【数54】

$$\tilde{X}_{t,i}$$

は、送信器で使用されるスクランブルシーケンスを示している。その後、後述する2つの評価のうちの1つにより

【数55】

$$\tilde{H}_{t,i}$$

が処理される。

【0133】

一般的な屋内シナリオでは、チャネルが準静的であってもよい。すなわち、1つのOFDMフレーム内のチャネル変化を無視することができる。この場合、図4aに示されているように、フレームの始めにおいて、1つのOFDMトレーニングシンボルを送信するパイロットグリッドが送信されてもよい。チャネル評価器は、以下の復調されたパイロット

【数56】

$$\tilde{H}_{t,i}$$

を使用してチャネル評価を行なう。

10

20

30

40

50



【数57】

$$\hat{H}_{t,i} = \sum_{m=0}^{M_t-1} \tilde{W}_m' \cdot \tilde{H}_{t,\tilde{i}-m}$$

【0134】

ここで、 $M_t$ は、フィルタ次数、すなわち、FIRフィルタの係数 $W_m'$ の数を示す。チャネル評価は、各副搬送波においてフレーム毎に1回行なわれる。これらの評価はフレーム全体において使用される。R. Nilsson, O. Edfors, M. Sandell, P. Borjessonによる「An Analysis of Two-Dimensional Pilot-Symbol Assisted Modulation for OFDM」(パーソナル無線通信に関するIEEE国際会議(ICPWC '97)の議事録、ムンバイ(ボンベイ)、インド、71-74頁、1997年)、および、P. Hoher, S. Kaiser, P. Robertsonによる「Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency」(IEEEグローバル遠隔通信会議(GLOBECOM '97)内での通信理論小会議(CTMC)の議事録、フェニックス、USA、90-96頁、1997年)には、PAC Eに関してDIN Aフィルタリングに基づく2次元(2D)フィルタリングアルゴリズムが記載されている。1つのOFDMフレームの散在パイロット(または、その一部)

10

【数58】

$$\{\tilde{H}_{t,i}\}$$

20

を使用して、OFDMシンボル $l$ の副搬送波 $i$ のためのチャネル評価が得られる。

【数59】

$$\hat{H}_{t,i} = \sum_{n=0}^{M_t-1} \sum_{m=0}^{M_t-1} \tilde{W}_{m,n}(\ell, i) \cdot \tilde{H}_{t-n,\tilde{i}-m}$$

【0135】

ここで、

30

【数60】

$$\tilde{W}_{m,n}(\ell, i)$$

は、 $M_t M_t$ 係数を有する2D FIRフィルタの係数を表わしている。一般に、1つのフレーム内の各OFDMシンボルおよび各副搬送波 $i$ においては、別個のフィルタが必要とされる。しかしながら、そのような2次元評価器構造は、実際に実施するにはあまりにも複雑である。複雑性を減らすため、時間と周波数との相関関係の使用を分けることができる。ダブル1次元(2×1D)PAC Eと称されるこの複合方式は、別個のウィーナーフィルタ、すなわち周波数方向のウィーナーフィルタと時間方向のウィーナーフィルタとを使用する。2×1D PAC Eにおけるチャネル評価は以下のように表わすことができる。

40

【数61】

$$\hat{H}_{t,i} = \sum_{n=0}^{M_t-1} \tilde{W}_n' \sum_{m=0}^{M_t-1} \tilde{W}_m' \cdot \tilde{H}_{t-n,\tilde{i}-m}$$

【0136】

周波数方向および時間方向のフィルタを用いると、 $W_n'$ および $W_m''$ は、1次元評価器

50

である。2×1 D P A C Eは、2次元相関関数を積の形式で書き表すことができるという事実、すなわち、周波数および時間における相関関数が独立であるという事実によって動機付けられる。

【0137】

F I Rフィルタ

【数62】

$$\bar{W}' = [\bar{W}'_0, \dots, \bar{W}'_{M_t-1}]^T$$

および

【数63】

$$\bar{W}'' = [\bar{W}''_0, \dots, \bar{W}''_{M_t-1}]^T$$

は、例えば低域補間フィルタ (low pass interpolation filter)、多項式補間フィルタ (polynomial interpolator) あるいはウィーナー補間フィルタ (Wiener interpolation filter) として実施することができる。ウィーナー補間フィルタは、所望の応答  $H_{1,1}$  と観測との間で、すなわち、受信パイロットシンボル間で、平均2乗誤差 (MSE) を最小にする。このことは、チャネル統計値に関する知識が必要とされることを意味している。一方、低域補間フィルタおよび多項式補間は、チャネル統計値に関する任意の知識を前提としていない。

【0138】

なお、F I Rフィルタリングは、チャネル評価を行なうための唯一の方法ではない。他の可能性は、受信されたパイロットシーケンスを変換領域へ変換することである。更なる処理が変換領域で行なわれてもよい。結果として得られる処理されたシーケンスは、その後、全体のO F D Mシンボルの評価を行なうために、元の当初の領域へ変換される。変換は、時間一周波数変換、例えばフーリエ変換または特異値分解 (SVD) であってもよい。

【0139】

いずれの場合でも、上述した全ての評価器は、本発明のチャネル評価方式内で本発明のフィルタ (帯域通過フィルタまたは低域通過フィルタ (L P F)) として適用できる。

【0140】

散在するパイロットグリッドが使用される場合 (図4c参照)、受信されたO F D Mフレームは、周波数および時間のそれぞれにおいて  $D_f/T$  および  $D_t/T_{sym}$  の速度をもって2次元でサンプリングされる。信号を再構成 (復元) するために、チャネルの最大遅延  $\tau'_{max}$  および最大ドップラー周波数  $\nu_{max}$  によって決まる最大値  $D_f$  および  $D_t$  が存在する。サンプリング定理を適用することにより、以下の関係が満たされなければならない。

【数64】

$$\frac{D_f \tau'_{max}}{T} \leq 1 \quad \text{and} \quad \nu_{max} T_{sym} D_t \leq \frac{1}{2}$$

【0141】

なお、C D D-O F D Mは、時間方向のパイロット間隔  $D_t$  に対して影響を全く与えない。しかしながら、C D Dは、チャネルの最大遅延を効果的に延ばし、それにより、従来のS I S Oチャネル評価器が使用される場合には、密集したパイロット間隔  $D_f$  が必要になる。それを思い起こすことにより、C D D-O F D Mシステムの最大実効遅延が

【数 6 5】

$$\tau'_{\max} = \delta_{\text{cyc}} T_{\text{sp1}} (N_T - 1) + \tau_{\max}$$

になり、これは  $\tau_{\max}$  よりも数倍大きくなる場合がある。特に、 $\delta_{\text{cyc}}$  が大きくなる場合、 $D_f$  は著しく小さくなる。このことは、より多くのパイロットが必要となり、それによりシステムのスペクトル効率が低下することを意味している。

【0 1 4 2】

スペクトル効率の低下を実証するため、以下の事例について考える。OFDM システムパラメータは、チャネルの最大遅延がガードインターバル持続時間を越えないように、 $\tau_{\max} \leq T_{G1}$  となるように選択されている。また、OFDM シンボル持続時間  $T = N_{\text{FFT}} T_{\text{sp1}}$  は、スペクトル効率が良いシステムを提供するために、 $T_{G1}$  よりも 5 ～ 20 倍大きく選択される。したがって、 $\tau_{\max}$  は、 $\tau_{\max} \leq T_{G1} \leq N_{\text{FFT}} T_{\text{sp1}} / 5$  によって上限を定めることができる。例えば、CDD 遅延パラメータに関する好ましい選択は、 $\delta_{\text{cyc}} = N_{\text{FFT}} / N_T$  である。上記近似値を上記方程式に代入すると、周波数におけるパイロット間隔は、以下によって下限を定めることができる。

【数 6 6】

$$D_f \leq \left\lfloor \frac{1}{\frac{N_T - 1}{N_T} + \frac{1}{5}} \right\rfloor = \begin{cases} 5, & N_T = 1 \\ 1, & N_T \geq 2 \end{cases}$$

【0 1 4 3】

ここで、

【数 6 7】

 $\lfloor x \rfloor$ 

は、 $x$  以下の最も大きい整数である。そのため、遅延  $\delta_{\text{cyc}} = N_{\text{FFT}} / N_T$  を伴う CDD-OFDM が使用されている場合には、散在するパイロットグリッドを利用する従来の SISO チャネル評価が不可能となる。 $D_f = 1$  となるグリッドが選択される場合であっても、すなわち、図 4 a に示されているように 1 つの OFDM トレーニングシンボル全体が送信されるグリッドが選択される場合であっても、シングルアンテナの場合において 5 よりも大きいオーバーサンプリングファクタは、 $N_T \geq 2$  において約 1.4 まで減少され、それにより、チャネル評価エラーが増大する場合がある。

【0 1 4 4】

以下では、従来のチャネル評価方式の本発明における改良について詳細に説明する。CDD の DFT 特性を利用することにより、図 1 2 に示されているシンボル送信ユニットの構造を保つことができる一方で、受信器は、上述したように巡回遅延に関する情報を利用することができる。

【0 1 4 5】

本発明は、好ましくは図 1 2 の従来の CDD-OFDM 送信器と共に使用できる仮想 MISO パイロットグリッドを更に提供する。これは、後述するいくつかの制約をシステムパラメータに課す。本発明の更なる態様においては、チャネル評価器の構造を更に簡略化することができる。しかしながら、これにより、 $\delta(\mu)_{\text{cyc}} = (\mu - 1) T / N_T$  の巡回遅延が必要になる。

【0 1 4 6】

以下では、CDD-OFDM において仮想 MISO パイロットグリッドを利用する本発明について説明する。

10

20

30

40

50

【0147】

受信されたCDD-OFDM信号における表記は、以下の2つの解釈を可能にする。

【0148】

1. 受信信号

【数68】

$$Y_{t,i} = X_{t,i}H_{t,i} + N_{t,i}$$

は、上述した結果として得られるCTF（実効的なCTF）を有するSISO信号として見なすことができる。周波数選択性の増大は、SISOチャネル評価器において問題となることが明らかになっている。これは、パイロットに起因するオーバーヘッドが著しく増大されるからである。

10

【0149】

2. 同じ受信信号がMISO信号と見なされてもよく、そのため、上述した送信MISO信号

【数69】

$$X_{t,i}^{(\mu)}$$

に関して

20

【数70】

$$Y_{t,i} = \sum_{\mu=1}^{N_T} X_{t,i}^{(\mu)} H_{t,i}^{(\mu)} + N_{t,i}$$

となる。MISOチャネル評価において、本発明の手法は、全ての $N_T$ 個の

【数71】

$$CTF_{t,i}^{(\mu)} H_{t,i}^{(\mu)}$$

を評価することである。その結果、実効的な（結果として得られる）

30

【数72】

$$CTF_{t,i} H_{t,i}$$

を例えば、重畳によって構成することができる。

【0150】

以下では、CDD-OFDMにおけるチャネル評価問題との関連で、後者の場合について検討する。巡回遅延パラメータ $\delta_{cyc}$ および送信アンテナの数 $N_T$ は、受信器において知られている。一般に、MISOシステムにおいては、受信器が重畳した信号を分離できるように、全ての送信アンテナ信号がそれ自体のパイロットを使用することが許容されてい

40

【数73】

$$\tilde{Y}_{t,i} = \tilde{X}_{t,i} \tilde{H}_{t,i} + \tilde{N}_{t,i} = \sum_{\mu=1}^{N_T} \tilde{X}_{t,i}^{(\mu)} \tilde{H}_{t,i}^{(\mu)} + \tilde{N}_{t,i}$$

【0151】

副搬送波

【数 7 4】

$$i = \tilde{i} D_t$$

および OFDM シンボル

【数 7 5】

$$\ell = \tilde{\ell} D_c$$

にある CDD-OFDM パイロット

【数 7 6】

$$\tilde{X}_{\tilde{t}, \tilde{i}}^{(\mu)}$$

は、以下のような形式を成している。

【数 7 7】

$$\tilde{X}_{\tilde{t}, \tilde{i}}^{(\mu)} = \tilde{X}_{\tilde{t}, \tilde{i}} e^{-j2\pi \tilde{i} D_t \cdot (\mu-1) \delta_{\text{cyc}} / N_{\text{FFT}}} = \tilde{X}_{\tilde{t}, \tilde{i}} e^{-j\tilde{i} \varphi(\mu)}$$

【0152】

ここで、 $\varphi(\mu) = 2\pi D_t \cdot (\mu-1) \delta_{\text{cyc}} / N_{\text{FFT}}$  は、パイロットシーケンス  $\mu$  の隣り合うパイロット間の位相増分を規定している。上記方程式に現れる位相項

【数 7 8】

$$e^{-j\tilde{i} \varphi(\mu)}$$

は、上述した位相シフトシーケンスを規定している。

【数 7 9】

$$\tilde{X}_{\tilde{t}, \tilde{i}}^{(\mu)}$$

が、位相シフトされたパイロットシーケンスの形態を成すことによって、複数の送信アンテナを用いる OFDM のための既知のチャネル評価技術を、チャネル評価に適用することができる。複数の送信アンテナを用いる OFDM におけるチャネル評価方式は、例えば、Y. Li, N. Seshadri, S. Ariyavisitakul による「Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channel」(IEEE Journal of Selected Areas on Communication, 第 17 刊, 461-470 頁, 1999 年 3 月)に記載されている。

【0153】

数式的に説明すると、復調されたパイロット

【数 8 0】

$$\tilde{H}_{\tilde{t}, \tilde{i}}$$

が使用される。周波数方向でチャネル評価を得るため、すなわち、パイロットシンボルを含む OFDM シンボルを得るため、それぞれがパイロットシフトシーケンスを規定する特定のパイロットシフト  $e^{-j\tilde{i} \varphi(\mu)}$  に適合させた  $N_t$  個の評価器  $W^{(\mu)*}$  (本発明のフィルタ) は、送信アンテナ  $\mu$  に関してチャネル評価を行なう必要がある。

10

20

30

40

50

【数 8 1】

$$\hat{H}_{t,i}^{(\mu)} = \sum_{m=0}^{M_f-1} W_m^{(\mu)} \cdot \tilde{H}_{t,i-m} = \sum_{m=0}^{M_f-1} W_m^{(\mu)} \left\{ \sum_{\mu=1}^{N_r} H_{t,i-m}^{(\mu)} \cdot e^{-j\hat{\mu}\varphi(\mu)} + \tilde{X}_{t,i-m}^* \tilde{N}_{t,i-m} \right\}$$

【0 1 5 4】

その後、以下によって実効的な（結果として得られる）C T F

【数 8 2】

$$\hat{H}_{t,i}$$

10

の評価が得られる。

【数 8 3】

$$\hat{H}_{t,i} = \sum_{\mu=1}^{N_r} \hat{H}_{t,i}^{(\mu)} \cdot e^{-j\hat{\mu}\varphi(\mu)/D_f}$$

【0 1 5 5】

このケースは、本発明のベースバンドフィルタがフィルタリングとダウンコンバージョンとを同時に実行する本発明のシナリオに対応している。その後、上述したように  $D_f$  の影響を補正することによって、チャネル伝送機能のベースバンド表現の処理が行なわれる。同じステップでは、アップコンバージョンを行なうことができる。すなわち、処理されたチャネル伝送機能には、関連する位相シフトシーケンスが掛け合わされる。

20

【0 1 5 6】

評価器の複雑性は、1 つの副搬送波毎に成される約  $N_f M_f$  個の掛け算にあり、その結果、匹敵する S I S O 評価器の複雑性の約  $N_f$  倍となる。これは、一般に互いに独立な  $N_f$  個の信号を評価しなければならないという事実によって動機付けられる。上述した S I S O チャネル評価器においては、散在するパイロットグリッドが使用される場合、 $2 \times 1 D$  P A C E アルゴリズムを適用できる。

【0 1 5 7】

本発明の更なる態様においては、上記方程式を再整理することにより、以下が得られる。

30

【数 8 4】

$$\hat{H}_{t,i} = \sum_{m=0}^{M_f-1} \tilde{H}_{t,i-m} \underbrace{\sum_{\mu=1}^{N_r} W_m^{(\mu)} \cdot e^{-j\hat{\mu}\varphi(\mu)/D_f}}_{W_m}$$

【0 1 5 8】

結果として得られる係数

40

【数 8 5】

$$W_m = \sum_{\mu=1}^{N_r} W_m^{(\mu)} \cdot e^{-j\hat{\mu}\varphi(\mu)/D_f}, \quad 0 \leq m < M_f$$

は、実効的な C T F を評価するのに十分である。なお、タスク（作業）は、個々の送信アンテナの C T F

【数 8 6】

$$\hat{H}_{t,j}^{(\mu)}$$

ではなく

【数 8 7】

$$\hat{H}_{t,j}$$

を評価することであり、2つの上記方程式を連続的に計算するのではなく、帯域通過フィルタ  $W_n$  の係数を予め計算して上記計算を行なうのが、より効率的である。

【0 1 5 9】

上記簡略化は、フィルタ  $W_n$  を提供する帯域通過フィルタ  $\{W_n^{(\mu)}\}_n$  の線形結合に起因するものである。この簡略化に基づき、1つの副搬送波毎に  $N_T M_F$  個の乗算ではなく  $M_F$  個の乗算を行なうだけで済むため、受信器におけるチャネル評価器の複雑性を更に減らすことができる。この場合、結果は全く同じである。

【0 1 6 0】

SISOチャネル評価器においては、散在するパイロットグリッドが使用される場合、2次元アルゴリズムおよび  $2 \times 1$  D-PACEアルゴリズムを適用できる。

【0 1 6 1】

MISO-OFDMチャネル評価器のパイロット間隔は以下によって境界が付けられる。

【数 8 8】

$$D_f N_T \tau_{\max} / T \leq 1$$

【0 1 6 2】

パイロットシンボルに起因するオーバーヘッドが送信アンテナの数に比例して増大するのが分かる。上記式によって境界付けられる最大パイロット間隔とSISO評価器とを比較すると、MISO評価器におけるパイロットシンボルに起因するオーバーヘッドは、 $\delta_{\text{cyc}} T_{\text{sp1}} > \tau_{\max}$  となる場合に小さくなる。すなわち、巡回遅延が大きい場合、MISOチャネル評価はパイロットオーバーヘッドに関して更に効率的である。

【0 1 6 3】

以下では、本発明の仮想MISOパイロットグリッドにおいて必要な条件について説明する。仮想MISOパイロットシーケンス

【数 8 9】

$$\tilde{X}_{t,i}^{(\mu)}$$

は、 $\delta_{\text{cyc}}$  およびパイロット間隔  $D_f$  によって決まる。そのため、 $\delta_{\text{cyc}}$  および  $D_f$  の両方が固定される場合には、 $N_T$  個の異なるチャネルを評価することができない場合がある。理由は、 $N_T$  個のチャネルを区別するために各送信アンテナのチャネルが固有のパイロットシーケンスを必要とするからである。すなわち、位相曖昧性 (phase ambiguity) を避けなければならない。数学的に説明すると、隣り合うパイロット

【数 9 0】

$$\tilde{X}_{t,i}^{(\mu)}$$

間の位相項  $\psi(\mu)$  が全ての  $\mu = \{1, \dots, N_T\}$  に関して異なっていなければならない。そのため、以下の条件が保たなければならない。

【数 9 1】

$$\varphi(\mu) \neq \varphi(m) + k2\pi \quad \text{for} \quad \mu \neq m; \quad \mu, m = \{1, \dots, N_T\}; \quad k \in \mathbb{Z}$$

ここで、 $k$  は任意の整数である。 $k$  に関して上記条件を解くとともに、 $\psi(\cdot)$  に関する式を代入すると、以下ようになる。

【数 9 2】

$$k \neq \frac{\delta_{cyc} \cdot (\mu - m) \cdot D_F}{N_{FFT}} \quad \text{for} \quad \mu \neq m; \quad \mu, m = \{1, \dots, N_T\}$$

10

【0 1 6 4】

上記条件は、回避されるべきパイロットシンボルの位相曖昧性を定めている。これは、 $\delta_{cyc}$  および  $D_F$  の設計に対して制約を課す。所定の巡回遅延  $\delta_{cyc}$  においては、パイロット間隔  $D_F$  を任意に選択することができず、逆もまた同様である。

【0 1 6 5】

以下では、最適な位相シフトされたセットのパイロットシーケンスを提供するための十分条件が得られる。評価器性能はパイロットシーケンス構成によって決まる。また、評価器性能は、位相シフトされたパイロットシーケンス

【数 9 3】

$$\tilde{X}_{t,i}^{(\mu)}$$

20

の周期性が  $N_T$  である場合に最適となる。このことは、 $\psi(\mu) \bmod 2\pi$  が正確に  $N_T$  個のコンステレーションポイント (constellation point) を有することを意味している。そのため、 $N_T$  個の重畳信号を評価するのに適する本発明に係る  $N_T$  個の最適な位相シフトされたセットのパイロットシーケンス  $e^{-j\theta_1(n)}$  は、以下のように規定される。

【数 9 4】

$$\theta_i(n) = in \cdot \frac{2\pi}{N_T} = i \cdot \theta(n) \quad \text{with} \quad n = \{0, \dots, N_T - 1\}$$

30

ここで、 $i$  は搬送波指数 (subcarrier index) を示しており、 $\theta(n) = n2\pi/N_T$  は 2 つの隣り合う副搬送波間の位相増分を示している。 $\theta_1(n) \bmod 2\pi = \theta(n)$  の可能な実現値 (realization) は、以下の  $N_T - P$  S K コンステレーションに対応する式によって与えられる  $N_T$  個の別個の位相である。

【数 9 5】

$$P \triangleq \left\{ 0, \frac{2\pi}{N_T}, 2 \cdot \frac{2\pi}{N_T}, \dots, (N_T - 1) \cdot \frac{2\pi}{N_T} \right\}$$

40

【0 1 6 6】

一般に、隣り合うパイロット間の位相増分  $\psi(\mu)$  を、単位円  $\theta(n) \in P$  ( $n = \{0, \dots, N_T - 1\}$ ) 内の  $N_T$  個の特殊な位相に対して一意にマッピングできる場合には、位相シフトされたパイロットシーケンスの最適なセットのための十分条件が得られる。これは、最適なパイロットグリッドを生じる  $D_F$  のための条件をもたらす。

【数 9 6】

$$\varphi(\mu) = \theta(n) + k2\pi \quad \text{for} \quad \mu = \{1, \dots, N_T\}, \quad \theta(n) \in P, \quad k \in \mathbb{Z}$$

【0 1 6 7】

50



ここで、 $k$  は任意の整数である。上記方程式は、 $\psi(\mu)$  および  $2\pi$  の倍数がセット  $P$  内にあり、そのため、対応する表記が  $\psi(\mu) \bmod 2\pi \in P$  であることを示している。なお、上記方程式は  $\mu = 1$  および  $n = 0$  に関して常に満たされる。しかしながら、上記方程式は、全ての  $\mu = \{1, \dots, N_T\}$  に関して満たなければならない。また、 $\psi(\mu)$  の  $N_T$  個の実現値 (realization) が、 $P$  の全ての  $N_T$  個のコンステレーションポイントを一意的にマッピングしなければならない。

【0168】

$\delta_{cyc}$  および  $D_f$  における想定し得る値を特定するために、上記方程式を使用することができる。しかしながら、上述した値を得るための更に簡単な方法があり、これは、任意の整数  $k$  に関して  $k\psi(\mu)$  を考慮することにより動機付けられ得る。また、上記方程式が満たされる場合には、 $k\psi(\mu) \bmod 2\pi \in P$ 、すなわち、 $\psi(\mu)$  の倍数も  $P$  の範囲内にある。

10

【0169】

上記方程式の条件は、以下のように再公式化することができる。

【数97】

$$\varphi(\mu) = \frac{\Delta 2\pi D_f \cdot (\mu - 1) \cdot \delta_{cyc}}{N_{FFT}} = \frac{2\pi k \cdot (\mu - 1)}{N_T} \quad \text{with} \quad k = \frac{\Delta N_T D_f \delta_{cyc}}{N_{FFT}} \in Z$$

【0170】

パイロットの位相曖昧性を避けるためには、 $(k, N_T)$  の最大公約数 (GCD) が 1 よりも大きくないことが好ましい。これは、本発明にしたがって  $N_T$  個の最適な位相シフトされたパイロットシーケンスを提供するための十分条件に従う。

20

【数98】

$$GCD(k, N_T) = 1 \quad \text{with} \quad k = \frac{N_T D_f \delta_{cyc}}{N_{FFT}} \in Z$$

【0171】

上記条件は、 $\delta_{cyc}$  が与えられれば、 $D_f$  において可能な値を与える。

30

【数99】

$$D_f = \frac{k N_{FFT}}{N_T \delta_{cyc}} \quad \text{with} \quad GCD(k, N_T) = 1$$

【0172】

本発明は、更なる態様において、最大巡回遅延を伴う CDD-OFDM のための簡略化されたチャネル評価における概念を提供する。

【0173】

以下では、巡回遅延が  $\delta_{cyc} = N_{FFT} / N_T$  に設定される。これは、全ての送信アンテナ間の相互遅延を最大にするという点で、想定し得る最大の巡回遅延である。上述したように、最大巡回遅延は CDD-OFDM において最適な選択である。幸いにも、巡回遅延のこの選択は、チャネル評価器の複雑性を大いに簡略化できる。これは、CDD において最も実用的な選択かもしれない  $N_T = 2$  個の送信アンテナシステムにおいて特に当てはまる。

40

【0174】

以下では、実効的なチャネル伝送機能 (結果として得られる CTF) について考える。これは以下になる。

【数 1 0 0】

$$H_{t,i} = \sum_{\mu=1}^{N_T} H_{t,i}^{(\mu)} e^{-j2\pi i(\mu-1)/N_T} = \sum_{\mu=1}^{N_T} H_{t,i}^{(\mu)} e^{-j i \varphi(\mu)}$$

【0 1 7 5】

位相シフトシーケンスを規定する位相項  $\psi_1(\mu) = i \psi(\mu) = 2\pi i \cdot (\mu - 1) / N_T$  は、以下のようないくつかの興味深い特性を有する。

【0 1 7 6】

1.  $\psi_1(\mu)$  の全ての想定し得る実現値は、セット P によって示されている単位円上の  $N_T$  個の特殊な点に対してマッピングすることができる。

【0 1 7 7】

2. 位相  $\psi_1(\mu)$  は、位相シフトされたパイロットシーケンスに相当する。位相シフトされたパイロットシーケンスは、評価エラーを最小限に抑える  $N_T$  個のセットの直交パイロットシーケンスである。

【0 1 7 8】

3. 周波数方向における相関関数  $R^*_{HH}[\Delta i]$  は以下ようになる。

【数 1 0 1】

$$R'_{HH}[\Delta i] = \sum_{\mu=1}^{N_T} e^{-j2\pi \Delta i(\mu-1)/N_T} \cdot R_{HH}^{(\mu)}[\Delta i] \quad 20$$

【0 1 7 9】

以下では、全ての  $N_T$  個のチャネルのパワーディレイプロファイル (power delay profile) が同様であり、そのため、

【数 1 0 2】

$$R_{HH}^{(\mu)r}[\Delta i] \approx R_{HH}^{(m)}[\Delta i]$$

になるとする。その結果、

30

【数 1 0 3】

$$R_{HH}^{(\mu)r}[\Delta i]$$

を合計から引き出すことができ、また、

【数 1 0 4】

$$\sum_{\mu=1}^{N_T} e^{-j2\pi \Delta i(\mu-1)/N_T} = 0$$

( $\Delta i = \{1, \dots, N_T\}$ ) において、結果として得られる相関関数

40

【数 1 0 5】

$$R'_{HH}[\Delta i]$$

は、 $N_T - 1$  個の隣り合う副搬送波において相互に関連がなくなる。

【0 1 8 0】

巡回遅延  $\delta_{cyc} = N_{FFT} / N_T$  を代入すると、仮想 MISO またはパイロットシーケンスを以下のように書き換えることができる。

【数 1 0 6】

$$\tilde{X}_{i,i}^{(\mu)} = \tilde{X}_{i,i} e^{-j2\pi \tilde{D}_f (\mu-1) / N_T} = \tilde{X}_{i,i} e^{-j\tilde{D}_f \phi(\mu)} \quad \text{with } i = \tilde{D}_f$$

【0 1 8 1】

ここで、 $\phi(\mu) = 2\pi D_f \cdot (\mu-1) / N_T$ は、パイロットシーケンス  $\mu$  の隣り合うパイロット間の位相シフトを示している。パイロット間隔  $D_f = 1$  において、すなわち、全ての OFDM トレーニングシンボルが送信され、

【数 1 0 7】

$$\tilde{X}_{i,i}^{(\mu)} = \tilde{X}_{i,i} e^{-j2\pi \tilde{D}_f (\mu-1) / N_T}$$

10

が、 $N_T$  個の位相シフトされたセットのパイロットシーケンスを構成していることを検証することができる。

【0 1 8 2】

しかしながら、これは、 $N_T$  個の位相シフトされた最適なセットのパイロットシーケンスが得られる場合には、 $D_f$  における唯一の解ではない。一般に、 $\delta_{cyc} = N_{FFT} / N_T$  を代入すると、パイロット間隔  $D_f$  のための条件が得られる。

$$GCD(D_f, N_T) = 1$$

【0 1 8 3】

上記の

20

【数 1 0 8】

$$H_{i,i}$$

に関する式及び  $D_f$  に関する制約を用いると、CDD-OFDM のためのチャネル評価を簡略化することができる。 $\delta_{cyc} = N_{FFT} / N_T$  に設定された巡回遅延を用いると、 $N_T$  個の隣り合う副搬送波が  $N_T$  個のセットにグループ化される。すなわち、複数のセットへのグループ化は、モジュロ演算  $m = i \bmod N_T$  によって定められる。

【0 1 8 4】

30

以下の、

【数 1 0 9】

$$\begin{aligned} G_{i,n}^{(m)} &\stackrel{\Delta}{=} H_{i,m+nN_T} = \sum_{\mu=1}^{N_T} H_{i,m+nN_T}^{(\mu)} e^{-j2\pi \cdot (m+nN_T) \cdot (\mu-1) / N_T}, & m &\stackrel{\Delta}{=} i \bmod N_T \\ &= \sum_{\mu=1}^{N_T} H_{i,m+nN_T}^{(\mu)} e^{-j2\pi \cdot m \cdot (\mu-1) / N_T} & n &= \left\lfloor \frac{i}{N_T} \right\rfloor \end{aligned}$$

によって規定される OFDM シンボル  $l$  のセット  $m$  の  $n$  番目のエントリが定められる。ここで、各セットは、 $N_c / N_T$  個のエントリ

40

【数 1 1 0】

$$\{G_{i,n}^{(m)}\}, n = \{0, \dots, N_c / N_T - 1\}$$

を含んでいる。なお、導かれる CDD の位相項は  $n$  とは無関係となる。これは、 $n$  に依存する任意の項が  $2\pi$  の倍数であり、よって無視できるからである。各セットは、同じ位相項  $\Psi(m, \mu) = 2\pi m \cdot (\mu-1) / N_T$  によって特定される。このとき、 $\Psi(m, \mu)$  を  $n$  番目のセット内の  $n$  に関して定数と見なすことができる。そのため、

【数 1 1 1】

$$\{G_{t,n}^{(m)}, n = \{0, \dots, N_c / N_T - 1\}$$

は、一定の位相項が乗じられる  $N_T$  C T F の重畳である。このことは、C D D によってもたらされる見せかけの周波数選択性が補償されたことを意味している。

【0 1 8 5】

簡略化されたチャネル評価方式に関連する基本的な本発明の考え方は、各送信アンテナにおけるチャネル転送機能

【数 1 1 2】

10

$$H_{t,i}^{(m)}$$

を個別に評価せず、 $m$  番目のセット内にあるパイロットだけが使用されるように各セットに対して個別に

【数 1 1 3】

$$G_{t,n}^{(m)}$$

を評価することである。セット  $n$  における

20

【数 1 1 4】

$$G_{t,n}^{(m)}$$

の評価は、S I S O チャネルを評価することに相当する。唯一の違いは、セット  $m$  に分類されるパイロットだけが使用されるという点である。幸いにも、上記方程式が満たされる場合、

【数 1 1 5】

$$\tilde{G}_{t,n}^{(m)}$$

30

によって示されるパイロットのサブセットは各セット内にある。 $N_T$  倍のセットが存在するため、実効的なパイロット間隔は  $D_f' = N_T D_f$  を増大させる。このことは、等価な S I S O システムと比べて  $N_T$  倍多いパイロットが必要になることを事実上意味している。これは、真の M I S O 評価器の場合と同じパイロットオーバーヘッドである。しかしながら、複雑度は、簡単な S I S O チャネル評価器の場合と同じである。

【0 1 8 6】

本発明の技術の最大パイロット間隔は、サンプリング定理に従っている。

【数 1 1 6】

40

$$D_f \leq \frac{T}{N_T \max_{\mu} \{\tau_{\max}^{(m)}\}}$$

【0 1 8 7】

ここで、 $\max_{\mu} \tau^{(m)}_{\max}$  は、 $N_T$  個の重畳チャネル

【数 1 1 7】

$$G_{t,n}^{(m)}$$

の最大遅延であり、個々の最大チャネル遅延の全体の最大値によって決定される。全ての

50

チャネルが同様の最大遅延

【数 1 1 8】

$$\tau_{\max} \approx \tau_{\max}^{(\mu)}$$

を有し、上記  $\max$  演算が省かれてもよいと仮定する。従来の SISO 評価器において必要とされるパイロット間隔と比べると、本発明の簡略化された評価器は、以下の場合に更に効率的である。

【数 1 1 9】

$$\tau_{\max} < \delta_{\text{cyc}} T_{\text{spi}}$$

10

【0 1 8 8】

上記の関係は、実際には、 $\delta_{\text{cyc}} = N_{\text{FFT}} / N_T$  において殆どの場合に得られる。これは、CDD が低い  $N_T$  に対して最も実用的だからである。

【0 1 8 9】

以下では、CDD-OFDM における本発明の簡略化されたチャネル評価器の実施について説明する。

【0 1 9 0】

一例として、周波数におけるパイロットが  $D_F$  個の搬送波分だけ離間されたパイロットグリッドについて考える。パイロットを含む 1 つの副搬送波は、

20

【数 1 2 0】

$$i = D_F \tilde{i}$$

によって定義される。ここで、

【数 1 2 1】

$$\tilde{i} = \{0, \dots, \lfloor N_c / D_F \rfloor - 1\}$$

は、パイロットインデックス (pilot index) である。パイロット間隔において前記条件が保たれる場合には、全ての  $N_T$  番目のパイロットが同じセットの中に入る。そのため、セット  $m$  におけるパイロット位置は 250 によって決定される。パイロットに関する 251 における定義を用いると、254 を伴う 253 として 252 が得られる。  $m$  番目のセットの評価においては、パイロット間隔 255 を伴う上述した 1D、2D または  $2 \times 1D$  SISO チャネル評価器をそれぞれ適用できる。

30

【0 1 9 1】

本発明のチャネル評価器は以下のように動作する。

【0 1 9 2】

最初に、パイロットシンボルの変調が除去される。セット  $m$  の  $n$  番目の復調されたパイロットは以下の形態を成している。

40

【数 1 2 2】

$$\tilde{G}_{\tilde{i}, \tilde{n}}^{(m)} = \tilde{H}_{\tilde{i}, \tilde{n}N_T + m} = \tilde{X}_{\tilde{i}, \tilde{n}N_T + m}^* \tilde{Y}_{\tilde{i}, \tilde{n}N_T + m}$$

【0 1 9 3】

セット  $m$  に属するシンボルのチャネル評価は、このセットに入るパイロットを使用するだけで行なわれる。これが従来の SISO チャネル評価との違いである。1D チャネル評価を考慮すると、副搬送波  $l = m + n N_T$  のチャネル評価器は、以下のようになる。

【数 1 2 3】

$$\begin{aligned}\hat{G}_{\ell,n}^{(m)} &= \hat{H}_{\ell,n+mN_T} = \sum_{k=0}^{M_T-1} \hat{W}_k' \cdot \tilde{G}_{\ell,\tilde{n}-k}^{(m)} = \sum_{k=0}^{M_T-1} \hat{W}_k' \cdot \tilde{H}_{\ell,\tilde{n}-k)N_T+m} \\ &= \sum_{k=0}^{M_T-1} \hat{W}_k' \left\{ \sum_{\mu=1}^{N_T} \tilde{H}_{\ell,\tilde{n}-k)N_T+m}^{(\mu)} e^{-j2\pi m(\mu-1)/N_T} + \eta_{\ell,\tilde{n}-k)N_T+m} \right\}\end{aligned}$$

【0 1 9 4】

ここで、

【数 1 2 4】

$$\eta_{\ell,\tilde{n}-k)N_T+m} = \tilde{X}_{\ell,\tilde{n}-k)N_T+m}^* \tilde{N}_{\ell,\tilde{n}-k)N_T+m}$$

は、A W G N (average white Gaussian noise: 平均ホワイトガウスノイズ) 項である。  
2 D および 2 × 1 D チャネル評価方式への拡張は容易である。

【0 1 9 5】

1 D 評価器のための本発明のアルゴリズムの計算の複雑さは、副搬送波 1 つ当たり  $M_T$  個の乗算である。ここで、 $M_T$  は本発明のフィルタのフィルタ次数である。これは従来の S I S O 評価器の場合と同じである。上述した M I S O 評価器は、 $N_T$  倍高い複雑さを有している。本発明の評価器の性能は、選択された評価器およびチャネル特性によって決まる。しかしながら、全ての  $N_T$  個のチャネルの出力遅延プロファイルが同様である場合には、 $N_T$  個の隣り合う副搬送波が上述したように相互に関連しなくなり、それがセットのグルーバ化に対応することに留意しなければならない。そのため、隣り合うセットに属するパイロットが互いに何ら関連しないために無視される場合には、何も失われない。この場合、本発明の評価器は、著しく低い計算コストで M I S O 評価器の性能に近づく。

【0 1 9 6】

以下では、単なる一例として、 $N_T = 2$  個の送信アンテナを用いる C D D - O F D M システムについて考える。このシステムは、上述したように、C D D - O F D M における好ましいシステム設定である。この場合、以下の簡略化が得られる。

【数 1 2 5】

$$\begin{aligned}G_{\ell,n}^{(m)} &\stackrel{\Delta}{=} H_{\ell,n+2n} = H_{\ell,n+2n}^{(1)} + H_{\ell,n+2n}^{(2)}(-1)^m, \quad m = i \bmod 2 \in \{0,1\} \\ n &= \left\lfloor \frac{i}{2} \right\rfloor\end{aligned}$$

【0 1 9 7】

アンテナ  $\mu = 1$  の C T F は位相歪みを有していないが、アンテナ  $\mu = 2$  の C T F は 1 と -1 との間で振動するのが分かる。偶数および奇数の副搬送波においては、以下が得られる。

【数 1 2 6】

$$G_{\ell,n}^{(0)} = H_{\ell,2n}^{(1)} + H_{\ell,2n}^{(2)}, \quad m=0$$

【数 1 2 7】

$$G_{\ell,n}^{(1)} = H_{\ell,2n+1}^{(1)} - H_{\ell,2n+1}^{(2)}, \quad m=1$$

【0 1 9 8】

すなわち、簡略化されたチャネル評価方式は、実効的なチャネル伝送機能の評価を直接

10

20

30

40

50

提供する。

【0199】

奇数のパイロット間隔が必要とされることが好ましい。これは、この場合、 $\{D_f, 2\}$ の最大公約数が1になるからである。このとき、セット $m=0$ に属する1つのパイロットの後に、セット $m=1$ に属するパイロットが続く。

【0200】

図5は、2つの送信アンテナを有するCDD-OFDMにおける本発明のパイロットグリッド構造を示している。

【0201】

図5に示されているように、2つの一連のパイロットは、偶数および奇数の副搬送波をそれぞれ占めている。偶数および奇数の副搬送波によるチャネル転送機能を評価するため、偶数および奇数の副搬送波上にそれぞれ位置するパイロットだけを使用する。

【0202】

以下では、最大巡回遅延を伴うCDD-OFDMのチャネル評価におけるいくつかの本発明の改良について説明する。

【0203】

巡回遅延パラメータ $\delta_{cyc}$ が任意に選択されなければならない場合には、パイロット間隔 $D_f$ に対していくつかの制約が課される。例えば、 $\delta_{cyc} = N_{FFT} / N_T$ および $N_T = 2$ においては、パイロット間隔 $D_f$ が奇数でなければならない。

【0204】

しかしながら、これらの制約は、結果として得られるシステムの自由度を制限する。本発明は、更に、 $D_f$ の要件を緩和するための概念を提供している。

【0205】

以下では、単なる一例として、266を伴う上述したシステムについて考える。パイロットグリッドのためのオフセットパラメータを課すことにより、任意の $D_f$ に対応することができる。この手法においては、 $N_T = 2$ 個の送信アンテナの例における図6に示されているように、最初のパイロットの開始を奇数 $D_0$ だけシフトすることにより、 $D_f$ が偶数であってもチャネルを評価することができる。

【0206】

時として、パイロットグリッドの開始を $D_0$ 分だけシフトすることが望ましくない場合もある。そのような場合には、本発明の更なる態様にしたがって送信器を僅かに変更することができる。

【0207】

図7は、偶数のパイロット間隔 $D_f$ に対応できる本発明のCDD-OFDM送信器のブロック図を示している。

【0208】

図7の本発明のCDD-OFDM送信器は、マルチプレクサ703に結合されたパイロット生成器701を備えている。マルチプレクサ703は、データシーケンスを受けるための1つの入力と、IFFT変換器705に結合された複数の出力とを有する。IFFT変換器705は、パラレル-シリアル変換器707(P/S)に結合された複数の出力を有している。パラレル-シリアル変換器707の出力によって決定される信号経路は、第1の信号経路709と第2の信号経路711とに分けられる。

【0209】

第1の信号経路709は、第1の送信アンテナ715に結合された1つの出力を有するガード挿入ブロック713に結合されている。

【0210】

第2の信号経路711は、乗算器717の入力に結合されている。乗算器717は、更なる入力719と、遅延素子721に結合された1つの出力とを有する。遅延素子721は、ガード挿入ブロック723を介して第2の送信アンテナ725に結合されている。

【0211】

10

20

30

40

50

図 7 に示されている本発明の送信器は、乗算器 717 の更なる入力 719 に対して与えられるアンテナに依存する複素定数  $\alpha^{(\mu)}_1$  との乗算により、図 12 に示されている C D D-O F D M 送信器とは異なっている。本発明において、アンテナ依存複素定数 (antenna dependent complex constant) は、全ての  $D_f$  個の O F D M シンボルを 1 回変更する。最大巡回遅延  $\delta_{cyc} = N_{FFT} / N_T$  において、この複素定数に関して可能な値は、

【数 128】

$$\alpha^{(\mu)}_1 = e^{-j2\pi(\mu-1)/N_T[1/D_f]}$$

である。例えば  $N_T = 2$  および偶数  $D_f$  を用いると、アンテナ依存定数は、第 1 のアンテナ 715 に関して

【数 129】

$$\alpha^{(1)}_1 = 1$$

に設定され、第 2 のアンテナ 725 に関して

【数 130】

$$\alpha^{(2)}_1 = (-1)^{1/D_f} = (\pm 1)$$

に設定されてもよい。

【0212】

受信信号に対する影響は、偶数  $D_f$  を伴う本発明のパイロットグリッド構造を示している図 8 に明示されている。

【0213】

本発明において、偶数および奇数のセットは、 $D_f$  個の O F D M シンボル毎に副搬送波 1 つ分だけシフトされる。これは、パイロットの  $D_0$  分のシフトと同じ効果を効果的に有する。なお、 $\alpha^{(\mu)}_1$  は、 $D_f$  個の O F D M シンボルにおいて定数である。また、2 つの送信アンテナにおいて、 $\alpha^{(2)}_1$  は、第 2 のアンテナによる入力シーケンスだけを無効にする。このことは、入力シーケンス値の符号が変えられることを意味している。

【0214】

本発明においては、送信器におけるアンテナに依存する  $\alpha^{(\mu)}_1$  との乗算と、パイロットオフセット  $D_0$  と、ほぼ任意の規則的なパイロットグリッドとに対応することができる。

【0215】

また、本発明は、チャネル評価のために当初の 1 つのパイロットシーケンスから  $N_T$  個のパイロットシーケンスを供給する装置を提供する。この場合、各パイロットシーケンスは、 $N_T$  個の送信点のうちの 1 つの対応する送信点により送信されなければならない。

【0216】

更に、本発明は、上述したように 1 つの当初のパイロットシーケンスから  $N_T$  個のパイロットシーケンスを生成する装置を提供する。 $N_T$  個のパイロットシーケンスは  $N_T$  個の送信点によって送信されなければならない。この場合、 $N_T$  個のパイロットシーケンスのうちの  $\mu$  番目のパイロットシーケンスは、 $N_T$  個の送信点のうちの  $\mu$  番目の送信点によって送信されなければならない。

【0217】

図 9 は、 $N_T$  個のパイロットシーケンスを生成する本発明の装置のブロック図を示している。この装置は、第 1 の入力 903 と第 2 の入力 905 とを有する割当器 901 を備えている。割当器 901 は、周波数-時間変換器 907 に結合された複数の出力を有している。周波数-時間変換器 907 は、周波数-時間変換器 907 によって供給される変換されたシーケンスの  $\mu$  番目のコピーを供給するための手段 909 に結合された 1 つの出力を有している。 $\mu$  番目のコピーを供給する手段は、周波数-時間変換器 907 の出力によ

10

20

30

40

50



て規定される信号経路を複数の信号経路に分けるように動作する。この場合、図9においては、単なる例として、1番目の信号経路911と $\mu$ 番目の信号経路913とが描かれている。 $\mu$ 番目の信号経路913は、1つの出力を有する循環的に遅延させる手段915（遅延素子）に結合されている。

【0218】

図9に示されている装置は、第2の入力905によって供給される情報信号と、第1の入力903によって供給される当初のパイロットシーケンスとを巡回遅延ダイバーシティ方式にしたがって処理するように動作する。この場合、両方のシーケンスが図9に示されている。単なる一例として、図9では、 $D_f = 3$ のケースについて考える。図9に示されているように、当初のパイロットシーケンスのその後の値は全ての $D_f$ 番目の副搬送波に対して割当てられる。この場合、情報シーケンスの一連の値は、残りの副搬送波に対して割当てられる。すなわち、本発明の割当器901は多重化演算を行なう。図9に示されているように、割当てられたシーケンスは、割当器901の複数の出力を介して供給される。時間一周波数変換および任意のパラレルーシリアル変換後、変換されたシーケンスの複数のコピーが供給される。

【0219】

なお、図9に示されている本発明の装置は、当初のパイロットシーケンスのその後の値だけを割当てるように動作可能である。この場合、 $D_f = 1$ である。

【0220】

図9に示されているように、変換シーケンス（converted sequence）は、全ての $N_T$ 個のパイロットシーケンスに共通のものである。すなわち、本発明の装置は、例えば単一のフーリエ変換器、例えば単一のIFFT変換を行なうように動作するIFFT変換器である単一の時間一周波数変換器を使用して、1つの当初のパイロットシーケンスから複数のパイロットシーケンスを供給するように動作する。例えば、 $\mu$ 番目のコピーを供給する手段909は、図9に示されているように、変換シーケンスの複数のコピーを供給するように動作する。単なる一例として、 $\mu$ 番目のコピーを供給する手段909は、 $N_T$ 個のパイロットシーケンスのうちの最初のパイロットシーケンスとして、変換シーケンスの1番目のコピーの変換シーケンスを供給するとともに、 $\mu$ 番目のパイロットシーケンスを供給するために使用される変換シーケンスの $\mu$ 番目のコピーを供給するように動作する。

【0221】

図9に示されているように、 $N_T$ 個のパイロットシーケンスは、同じ当初のパイロットシーケンスに基づいており、すなわち、同じ変換シーケンスから得られる。パイロットシーケンスの受信バージョンを受信器において分離できるように同じ変換シーケンスからパイロットシーケンスを供給するため、変換シーケンスのコピーは、上述したように結果として得られるパイロットシーケンスのスペクトル表現が異なるスペクトル領域を占めるように処理される。例えば、両方のスペクトル領域が重なり合わないように、 $\mu$ 番目のパイロットシーケンスのスペクトル表現が帯域通過スペクトル領域を占めるとともに、1番目のパイロットシーケンスのスペクトル表現がベースバンドスペクトル領域または更なる帯域通過領域を占める。上述したように、この特性は本発明のチャネル評価器によって利用することができる。この場合、スペクトル表現をフィルタリングするために適用される簡単な帯域通過フィルタを使用してチャネル評価を得てもよい。

【0222】

分離可能なトレーニングシーケンスを供給するため、本発明は所定の巡回遅延を適用している。随意的に、異なるパイロット間隔 $D_f$ を使用することができる。より具体的には、巡回的に遅延させる本発明の手段915は、 $D_f$ によって決まる遅延値分だけ変換シーケンスの $\mu$ 番目のコピーを巡回的に遅延させるようになっており、あるいは、割当器は、巡回遅延値によって決まるパイロット間隔を使用するようになっている。すなわち、 $D_f$ は遅延係数（delay factor）によって決まる。

【0223】

本発明において、遅延係数または $D_f$ は、例えば $\mu$ 番目のパイロットシーケンスのスペ

10

20

30

40

50

クトル表現が位相シフトシーケンス、例えば $+1$ 、 $-1$ 等によって乗じられるように選択され、これにより、上述したアップコンバージョン効果がもたらされる。

【0224】

より具体的には、巡回的に遅延させる手段915は、 $\mu$ 番目のパイロットシーケンスを得るために、以下の方程式から得ることができる遅延係数分だけ変換シーケンスの $\mu$ 番目のコピーを循環的に遅延させるようになっている。

【数131】

$$\delta_{\text{ge}}^{(\mu)} = N_{\text{FFT}} \varphi(\mu) / 2\pi D_f (\mu-1)$$

【0225】

この場合、

【数132】

$$\varphi(\mu) \bmod 2\pi \in \left\{ 0, \frac{2\pi}{N_T}, 2 \cdot \frac{2\pi}{N_T}, \dots, (N_T - 1) \cdot \frac{2\pi}{N_T} \right\}$$

であり、あるいは、本発明の割当器901は、当初のパイロットシーケンスのその後の値を全ての $D_f$ 番目の副搬送波に対して割当てようになっている。この場合、 $D_f$ は以下の方程式から得られる。

【数133】

$$D_f = \frac{kN_{\text{FFT}}}{N_T \delta_{\text{ge}}}$$

【0226】

ここで、 $k$ は、最大公約数GCDが以下のようにになるように選択される。

$$\text{GCD}(k, N_T) = 1$$

【0227】

例えば、遅延係数が固定される。この場合、本発明の割当器901は、結果として $\mu$ 番目のパイロットシーケンスのスペクトル表現が、例えば帯域通過スペクトル領域へアップコンバートされるように $D_f$ を選択するように動作する。

【0228】

$D_f$ が固定される場合、巡回的に遅延させるための本発明の手段915は、単なる一例として $\mu$ 番目のパイロットシーケンスのスペクトル表現が上述した帯域通過スペクトル領域を占めるように変換シーケンスの $\mu$ 番目のコピーを遅延させるように動作する。

【0229】

本発明の更なる態様においては、本発明の割当器901と循環的に遅延させる本発明の手段915とが互いに協働してもよい。より具体的には、割当器901および循環的に遅延させる本発明の手段915は、 $D_f$ に関して可能な値と巡回遅延に関して可能な値とが制限される場合に対しても、所望の効果がもたらされるように $D_f$ と遅延値とを調整してもよい。

【0230】

再び図6の実施形態を参照すると、上述した問題に関連して、 $D_f$ は偶数であってもよい。偶数の番号が付けられた副搬送波と奇数の番号が付けられた副搬送波との両方を網羅するため、本発明の割当器901は、当初のパイロットシーケンスのその後の値を、パイロットが送信される時刻に、例えば奇数の番号が付けられた副搬送波から始まる全ての $D_f$ 番目の副搬送波に対して割当てるとともに、当初のパイロットシーケンスのその後の値を、パイロットの更なる送信がなされるその後の時刻に、偶数の番号が付けられた副搬送波から始まる全ての $D_f$ 番目の副搬送波に対して割当てようにすることが可能であり、

あるいは、その逆もまた同様である。すなわち、本発明の割当器 9 0 1 は、ナンバリングシフトを導入し、それにより、パイロットが、異なる時刻において、偶数および奇数の副搬送波に対して割当てられるようにしている。

【0 2 3 1】

再び図 7 の実施形態を参照すると、 $\mu$  番目のコピーを供給する手段 9 0 9 は、乗算コピーを変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーとして供給するために変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーに乗率 (multiplying factor) を掛け合わせる乗算器 7 1 7 を備えることができる。上述したように、乗率は、アンテナに依存していてもよく、すなわち、例えば  $\mu$  番目のコピーに関連するナンバリングインデックス (numbering index) に依存していてもよい。例えば、ナンバリングインデックスは、 $\mu$  に等しくてもよい。つまり、上述したように図 8 に示されている影響がもたらされる。より具体的には、乗算器は、1 番目の時刻に送信される  $\mu$  番目のパイロットシーケンスを得るための変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーに以下の乗率を乗じるように動作する。

【数 1 3 4】

$$\alpha_1^{(\mu)} = e^{-j2\pi(\mu-1)/N_T[1/D_s]}$$

【0 2 3 2】

ここで、 $D_s$  は 1 番目の時刻と  $(1+1)$  番目の時刻との間の時間間隔を示している。

【0 2 3 3】

なお、(巡回) 遅延素子 9 1 5 は、巡回シフト素子でもよいことに留意すべきである。そのため、遅延素子 9 1 5 (シフト素子) は、 $\mu$  番目のコピーを変換シーケンスに対して上記係数分だけ巡回的にシフトするように動作する。また、 $\mu$  番目のコピーを供給する手段 9 0 9 は、 $N_T$  個のコピーを関連する信号経路に対して供給するために、変換シーケンスの  $N_T$  個のコピーを供給するコピー器を備えることができる。

【0 2 3 4】

本発明の方法の特定の実施要件に応じて、本発明の方法はハードウェアまたはソフトウェアにおいて実施することができる。本発明が実行されるように、プログラム可能なコンピュータシステムと協働できるデジタル記憶媒体、特に電氣的に読み取り可能な制御信号が記憶されたディスクまたは CD を使用して実施することができる。したがって、一般に、本発明は、プログラムコードが機械読取可能なキャリアに記憶されたコンピュータプログラム製品である。この場合、プログラムコードは、コンピュータプログラム製品がコンピュータ上で実行する際に本発明の方法を実施するようになっている。すなわち、本発明の方法は、コンピュータプログラムであって、当該コンピュータプログラムがコンピュータ上で実行する際に本発明の方法を実施するプログラムコードを有するコンピュータプログラムである。

【図面の簡単な説明】

【0 2 3 5】

【図 1】チャネル伝送機能を評価するための本発明の第 1 の実施形態に係るチャネル評価器のブロック図を示している。

【図 2】図 2 a、2 b、2 c は本発明の概念を明らかにしている。

【図 3】CDD-OFDM システムにおける実効的なチャネル入力応答を示している。

【図 4】図 4 a、4 b、4 c はパイロットグリッド構造を示している。

【図 5】パイロットグリッド構造を示している。

【図 6】パイロットグリッド構造を示している。

【図 7】本発明の第 1 の実施形態に係る改良された CDD-OFDM 送信器のブロック図を示している。

【図 9】パイロットシーケンスを提供するための本発明に係る装置のブロック図を示している。

【図 1 0】OFDM 変調器および OFDM 復調器のブロック図を示している。

10

20

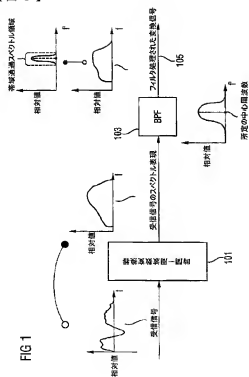
30

40

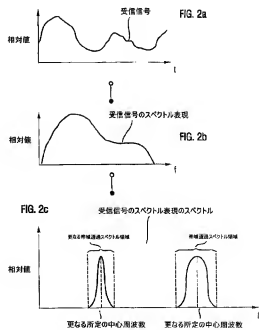
50

- 【図11】MISO-OFDMシステムのブロック図を示している。  
 【図12】CDD-OFDM送信器のブロック図を示している。  
 【図13】OFDM受信器のブロック図を示している。  
 【図14】CDDのシナリオにおける実効的なチャネル伝送機能の大きさを示している。  
 【図15】各アンテナに個別のパイロット挿入ユニットを使用するCDD-OFDM送信器のブロック図を示している。

【図1】



【図2】







【手続補正書】

【提出日】平成18年10月23日(2006.10.23)

【手続補正1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

通信チャネルを介して送信点から受信点へと送信できるパイロットシーケンスを含む受信信号から、通信チャネルのチャネル伝送機能を評価するように構成されたチャネル評価器であって、ここで、前記パイロットシーケンスは、前記パイロットシーケンスのスペクトル表現が所定の中心周波数を有する帯域通過スペクトル領域を占める帯域通過信号であるように構成されており、

前記受信信号のスペクトル表現を得るために前記受信信号を時間一周波数変換する時間一周波数変換器(101)と、

前記所定の中心周波数を有するとともに、フィルタ処理された変換信号を得るために前記受信信号のスペクトル表現をフィルタリングする帯域通過フィルタ(103)と

を備え、

前記フィルタ処理された変換信号が前記チャネル伝送機能の評価を含むものである、チャネル評価器。

【請求項2】

前記時間一周波数変換器(101)が、前記受信信号を時間一周波数変換するフーリエ変換器を備えているものである、請求項1に記載のチャネル評価器。

【請求項3】

前記パイロットシーケンスは、マルチキャリアシーケンスの周波数-時間変換により生じ、前記マルチキャリアシーケンスは、当初のシーケンスの一連の値を、マルチキャリア変調スキームの複数の一連の副搬送波の全ての $D_f$ 番目の副搬送波に対して割当てることにより得られ、前記時間一周波数変換器(101)は、前記受信信号の前記スペクトル表現を得るために前記受信信号の時間一周波数変換バージョンの全ての $D_f$ 番目の値を選択するセレクトを備えているものである、請求項1ないし2のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項4】

当初のシーケンスがスクランブルシーケンスを含んでおり、前記時間一周波数変換器(101)は、スクランブル解除シーケンスを前記受信信号の前記スペクトル表現として提供するために前記受信信号の前記スペクトル表現と前記スクランブルシーケンスの複素共役バージョンとを掛け合わせる乗算器を備えているものである、請求項3に記載のチャネル評価器。

【請求項5】

前記受信信号の前記スペクトル表現がセットのバラレル値であり、前記時間一周波数変換器(101)は、前記受信信号の前記スペクトル表現をセットのシリアル値として提供するバラレル-シリアル変換器を備えているものである、請求項1ないし4のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項6】

前記帯域通過フィルタは、前記フィルタ処理された変換信号を提供するために、前記受信信号の前記スペクトル表現を帯域通過フィルタリングするためのセットの係数と、スペクトル表現のフィルタバージョンをベースバンドスペクトル領域へダウンコンバートする更なるセットの係数との重畳を含むデジタルフィルタであり、前記フィルタ処理された変換信号が前記チャネル伝送機能の評価である、請求項1ないし5のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

**【請求項 7】**

前記フィルタ処理された変換信号が帯域通過信号であり、前記チャネル評価器は、ダンコンバート信号を得るために、前記フィルタ処理された変換信号を前記ベースバンドスペクトル領域へダウンコンバートするダウンコンバータを備え、前記ダンコンバート信号が前記チャネル転送機能の評価である、請求項 1 ないし 6 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

**【請求項 8】**

前記帯域通過フィルタ（103）は、帯域通過フィルタリングのためのセットのフィルタ係数を含むデジタルフィルタであり、前記帯域通過フィルタ（103）が、前記所定の中心周波数に関して調整可能であり、前記チャネル評価器が、前記帯域通過フィルタを調整する手段を備えているものである、請求項 1 ないし 7 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

**【請求項 9】**

前記帯域通過フィルタを調整する手段は、前記所定の中心周波数に応じてセットのフィルタ係数を提供する手段を備えているものである、請求項 8 に記載のチャネル評価器。

**【請求項 10】**

前記セットのフィルタ係数を提供する手段は、前記所定の中心周波数に応じてセットのフィルタ係数を計算するように動作するものである、請求項 9 に記載のチャネル評価器。

**【請求項 11】**

前記セットのフィルタ係数を提供する手段は、複数の所定の中心周波数に応じて複数のセットのフィルタ係数を記憶するフィルタメモリを備えているものである、請求項 9 または 10 に記載のチャネル評価器。

**【請求項 12】**

前記帯域通過フィルタ（103）は、更に、前記フィルタ処理された変換信号の隣り合う値同士の間で補間して、周波数補間された前記フィルタ処理された変換信号をフィルタ処理された変換信号として提供するように動作するものである、請求項 1 ないし 11 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

**【請求項 13】**

前記帯域通過フィルタ（103）は、更に、第 1 の時刻におけるフィルタ処理された変換信号の換算値と、第 2 の時刻における更なるフィルタ処理された変換信号の値との間で補間して、時間補間された前記フィルタ処理された変換信号をフィルタ処理された変換信号として得るように動作するものである、請求項 1 ないし 12 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

**【請求項 14】**

前記受信信号は、前記パイロットシーケンスと、更なる送信点から更なる通信チャネルを介して受信点へと送信できる更なるパイロットシーケンスとの重畳を含み、前記更なるパイロットシーケンスは、前記更なるパイロットシーケンスのスペクトル表現が更なる中心周波数を有する更なるスペクトル領域を占めるように構成され、前記更なる中心周波数は、前記所定の中心周波数と異なり、前記チャネル評価器は、更なるフィルタ処理された変換信号を得て更なる通信チャネルの更なるチャネル転送機能の評価を得るために、前記受信信号の前記スペクトル表現をフィルタリングする前記更なる所定の中心周波数を有する更なるフィルタを備えるものである、請求項 1 ないし 13 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

**【請求項 15】**

前記更なるスペクトル領域がベースバンドスペクトル領域であり、前記更なるフィルタが低域通過フィルタであり、前記更なるフィルタ処理された変換信号が前記更なるチャネル転送機能の評価である、請求項 14 に記載のチャネル評価器。

**【請求項 16】**

前記更なるスペクトル領域が更なる帯域通過スペクトル領域であり、前記更なるフィルタは、前記所定の中心周波数とは異なる前記更なる所定の中心周波数を有する更なる帯域



通過フィルタである、請求項 14 に記載のチャネル評価器。

【請求項 17】

前記更なるフィルタ処理された変換信号を前記更なる帯域通過スペクトル領域から前記ベースバンド領域へダウンコンバートして更なるダウンコンバート信号を得る更なるダウンコンバータを更に備え、前記更なるダウンコンバート信号は、前記更なるチャネル転送機能の更なる評価である、請求項 16 に記載のチャネル評価器。

【請求項 18】

前記チャネル転送機能の評価と前記更なるチャネル転送機能の評価との重畳を含む実効的なチャネル転送機能の評価を得るために、前記フィルタ処理された変換信号と前記更なるフィルタ処理された変換信号とを加える加算器を更に備えている、請求項 14 ないし 17 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 19】

前記帯域通過スペクトル領域において前記チャネル転送機能の評価を得るために前記チャネル転送機能の評価をアップコンバートするアップコンバータと、

前記帯域通過スペクトル領域において前記チャネル転送機能の評価と前記更なるチャネル転送機能の評価との重畳を含む実効的なチャネル転送機能の評価を得るために、前記チャネル転送機能の評価と前記更なるチャネル転送機能の評価を加える加算器とを備えている、請求項 15 ないし 17 のいずれか一項に記載のチャネル評価器。

【請求項 20】

前記パイロットシーケンスは、前記マルチキャリアシーケンスの周波数-時間変換により生じ、前記マルチキャリアシーケンスは、当初のシーケンスの一連の値を、複数の一連の副搬送波の全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して割当てることにより得られ、前記チャネル転送機能の評価は、 $D_f$  に依存するフェーズエラーを有し、前記チャネル評価器は、前記チャネル転送機能の評価の前記フェーズエラーを補正する手段を備え、前記補正する手段は、前記チャネル転送機能の評価とフェーズエラーとを掛け合わせるように動作するものである、請求項 18 または 19 に記載のチャネル評価器。

【請求項 21】

$N_T$  個の送信点によって送信される  $N_T$  個のパイロットシーケンスを当初のパイロットシーケンスから生成する装置であって、ここで、前記  $N_T$  個のパイロットシーケンスのうちの  $\mu$  番目のパイロットシーケンスが、前記  $N_T$  個の送信点のうちの  $\mu$  番目の送信点によって送信され、

いくつかの副搬送波を使用するマルチキャリア変調スキームの全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して前記当初のパイロットシーケンスのその後の値を割当てて、割当てシーケンスを得る割当器 (901) と、

前記割当てシーケンスを変換シーケンスへ変換する周波数-時間変換器 (907) と、

前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを提供する手段 (909) と、

前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを循環的に遅延させて  $\mu$  番目のパイロットシーケンスを得る手段 (915) とを備え、

循環的に遅延させる手段 (915) は、 $D_f$  によって決まる遅延値だけ循環的に遅延させるように動作し、または、割当器 (901) は、前記当初のパイロットシーケンスのその後の値を全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して割り当てるようになっており、 $D_f$  が遅延値によって決まる装置。

【請求項 22】

前記時間一周波数変換器 (907) は、前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを提供する手段 (909) の入力部に結合される出力部を有するものである、請求項 21 に記載の装置。

【請求項 23】

前記  $\mu$  番目のコピーを提供する手段 (909) は、前記変換シーケンスまたは前記変換シーケンスのコピーを  $N_T$  個のパイロットシーケンスのうちの最初のパイロットシーケンス

スとして提供するように動作するものである、請求項 2 1 または 2 3 に記載の装置。

【請求項 2 4】

前記変換シーケンスは、 $N_T$  個のパイロットシーケンスにおいて共通である、請求項 2 1 ないし 2 4 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 2 5】

前記循環的に遅延させる手段 (9 1 5) は、 $D_f$  によって決まる遅延係数だけ前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを循環的に遅延させるように動作し、前記  $\mu$  番目のパイロットシーケンスを得るために  $\mu$  番目のコピーにおける遅延係数  $\delta^{(\mu)}_{oc}$  が以下の方程式から得られ、

【数 1】

$$\delta^{(\mu)}_{oc} = N_{FFT} \varphi(\mu) / 2\pi D_f (\mu - 1)$$

【数 2】

$$\varphi(\mu) \bmod 2\pi \in \left\{ 0, \frac{2\pi}{N_T}, 2 \cdot \frac{2\pi}{N_T}, \dots, (N_T - 1) \cdot \frac{2\pi}{N_T} \right\}$$

または、

前記割当器 (9 0 1) は、前記当初のパイロットシーケンスのその後の値を全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して割当てるように動作し、 $D_f$  が遅延係数に依存するパイロット間隔であり、 $D_f$  が以下の方程式から得られ、

【数 3】

$$D_f = \frac{k N_{FFT}}{N_T \delta_{oc}}$$

$k$  は、最大公約数 G C D が

$$G C D(k, N_T) = 1$$

となるように選択される、請求項 2 1 ないし 2 4 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 2 6】

前記時間一周波数変換器 (9 0 7) は、単一のフーリエ変換を行なうように動作する単一のフーリエ変換器である、請求項 2 1 ないし 2 5 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 2 7】

$D_f$  が偶数であり、前記割当器 (9 0 1) は、前記当初のパイロットシーケンスのその後の値を、第 1 の時刻において奇数の番号が付けられた副搬送波で始まる全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して割当てるとともに、前記当初のパイロットシーケンスのその後の値を、第 1 の時刻後の第 2 の時刻において偶数の番号が付けられた副搬送波で始まる全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して割当て、あるいは、この逆の割当てを行なう、請求項 2 1 ないし 2 6 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 2 8】

前記  $\mu$  番目のコピーを提供する手段 (9 0 9) は、前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーと乗率とを掛け合わせるにより前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーとして乗算コピーを提供する乗算器 (7 1 7) を備え、前記乗率は、前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーに関連するナンバリングインデックスによって決まる、請求項 2 1 ないし 2 7 のいずれか一項に記載の装置。

【請求項 2 9】

前記乗算器 (7 1 7) は、1 番目の時刻に送信される  $\mu$  番目のパイロットシーケンスを得るための前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーと以下の乗率とを掛け合わせるように動作し、

【数 4】

$$\alpha_i^{(\mu)} = e^{-j2\pi(\mu-1)/N_T \lfloor L/d_i \rfloor},$$

$D_i$  は、1 番目の時刻と  $(i+1)$  番目の時刻との間の時間間隔を示すものである、請求項 28 に記載の装置。

【請求項 30】

通信チャネルを介して送信点から受信点へと送信できるパイロットシーケンスを含む受信信号から、通信チャネルのチャネル転送機能を評価する方法であって、ここで、前記パイロットシーケンスは、前記パイロットシーケンスのスペクトル表現が所定の中心周波数を有する帯域通過スペクトル領域を占める帯域通過信号であるように構成されており、

前記受信信号のスペクトル表現を得るために前記受信信号を時間一周波数変換するステップと、

フィルタ処理された変換信号を得るために、前記受信信号のスペクトル表現を所定の中心周波数に関して帯域通過フィルタリングするステップであって、前記フィルタ処理された変換信号がチャネル転送機能の評価を含んでいる、

方法。

【請求項 31】

$N_T$  個の送信点によって送信される  $N_T$  個のパイロットシーケンスを当初のパイロットシーケンスから生成する方法であって、ここで、前記  $N_T$  個のパイロットシーケンスのうちの  $\mu$  番目のパイロットシーケンスが前記  $N_T$  個の送信点のうちの  $\mu$  番目の送信点によって送信され、

いくつかの副搬送波を使用するマルチキャリア変調スキームの全ての  $D_f$  番目の副搬送波に対して当初のパイロットシーケンスのその後の値を割当てて、割当てシーケンスを得るステップと、

前記割当てシーケンスを変換シーケンスへ周波数-時間変換するステップと、

前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを提供するステップと、

前記変換シーケンスの  $\mu$  番目のコピーを遅延値だけ循環的に遅延させて  $\mu$  番目のパイロットシーケンスを得るステップと

を含んでおり、

前記遅延値が  $D_f$  によって決まるか、または、 $D_f$  が前記遅延値によって決まるかのどちらかである、

方法。

【請求項 32】

コンピュータ上で実行させた際に、請求項 30 または 31 に記載の方法を実行するプログラムコードを有するコンピュータプログラム。

## 【国際調査報告】

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/EP2004/001645

<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b> IPC 7 H04L25/02 H04L27/26		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b> Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04L		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 2002/034161 A1 (DENEIRE LUC ET AL) 21 March 2002 (2002-03-21) paragraph '0082! - paragraph '0085!	1-21, 32, 34
X	US 2002/118771 A1 (LARSSON PETER) 29 August 2002 (2002-08-29) paragraph '0063!	22-31, 33, 34
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.		
<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document relating to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the practice or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "Z" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 27 October 2004		Date of mailing of the international search report 05/11/2004
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 5618 Patenkamp 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3018		Authorized officer Orozco Roura, C

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.  
PCT/EP2004/001645

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2002034161	A1	21-03-2002	EP 1161039 A2 05-12-2001
US 2002118771	A1	29-08-2002	AU 9617101 A 11-06-2002
		CN 1478341 T 25-02-2004	
		EP 1338110 A1 27-08-2003	
		SE 0004403 A 30-05-2002	
		WO 0245329 A1 06-06-2002	
		TW 525358 B 21-03-2003	

## フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CE, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AF, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW